SOMMAIRE

LE DOSSIER DU MOIS : TELEVISION

31 10 TELEVISEURS AU BANC D'ESSAI

35 FICHES TESTS
● BLAUPUNKT M63-109 VTM ● GRUNDIG M63-575 MF ● HITACHI CL 2552 ● LOEWE Art 63 Sat
● OCEANIC 7181 PIP ● PANASONIC TC 24 A1F ● PHILIPS 25 PV 7966 ● SABA PIP 6372
● SONY KV-X 2530 ● THOMSON HRC 7900

45 THOMSON ET LES ECRANS PLATS

47 DEMAIN, LES ECRANS PLATS A CRISTAUX LIQUIDES A MATRICE ACTIVE

68 PANORAMA : LES TELEVISEURS

84 TELEVISEURS : TECHNIQUES ET TENDANCES ACTUELLES

AU BANC D'ESSAI

19 FACE A FACE : LES CAMESCOPES VHS-C
JVC GR-AX 17 ET PANASONIC NV S1E

25 TROIS REPONDEURS TELEPHONIQUES INTERROGEABLES A DISTANCE :
ALCATEL : IMOLA - EGC : RID 5000 - MATRA : RIP 900

INITIATION

92 IMAGES DE HAUTE QUALITE EN 625 LIGNES ET 5 MHz PAR CORRECTION DES CONTOURS

152 INITIATION A LA PRATIQUE DE L'ELECTRONIQUE :
DIVISION ET MULTIPLICATION DE FREQUENCE

REALISATIONS

95 REALISATION D'UN OHMMETRE 0,1 Ω A 1 000 Ω

134 UNE TELECOMMANDE PAR TELEPHONE A HUIT CANAUX

146 UN COMPRESSEUR POUR LECTEUR CD

REALISATIONS « FLASH »

119 UN CLIP ELECTRONIQUE

121 UN AMPLIFICATEUR D'ANTENNE POUR TELEVISION

123 TELECOMMANDE DE VOLUME A INFRAROUGE : LE RECEPTEUR

125 TELECOMMANDE DE VOLUME A INFRAROUGE : L'EMETTEUR

127 UN RELAIS STATIQUE

129 UNE ENCEINTE ACTIVE A DEUX VOIES

DOCUMENTATION - DIVERS

6 LE PETIT JOURNAL DU HAUT-PARLEUR

7 NOUVELLES DU JAPON

10 QUOI DE NEUF ?

18 BLOC-NOTES (suite pages 24, 30, 79, 80, 89, 97, 102)

81 LIBRES PROPOS D'UN ELECTRONICIEN : VIVE LA CURIOSITE !

94 EXPERT FRANCE : UN GROUPEMENT DE REVENDEURS SPECIALISES

103 EN VISITE CHEZ HAMEG FRANCE

116 HIFI 91 : LE SALON DE LA HAUTE FIDELITE

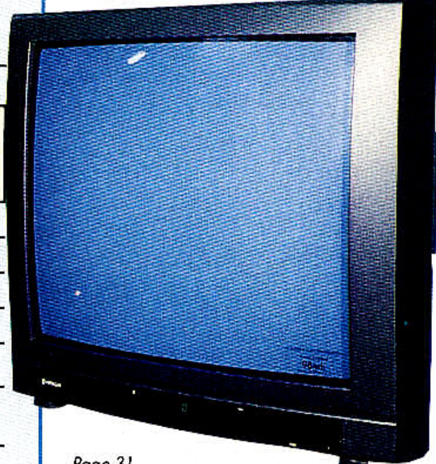
131 COMMANDEZ VOS CIRCUITS IMPRIMES

159 NOTRE COURRIER TECHNIQUE

166 PETITES ANNONCES

172 BOURSE AUX OCCASIONS

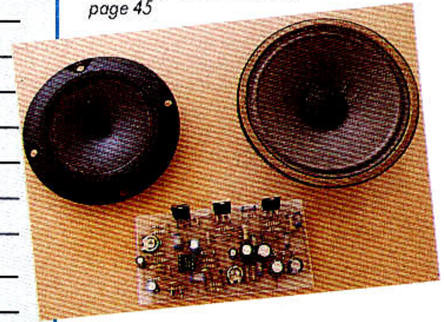
51 à 66 ENCART COBRA



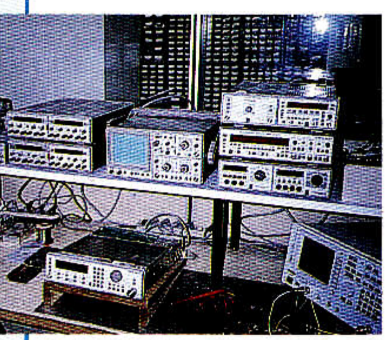
Page 31



Thomson et les écrans plats, page 45



Une enceinte active à deux voies, Flash, page 129



En visite chez Hameg, page 103

LE PETIT JOURNAL DU HAUT-PARLEUR

SALONS-EXPOS

SIMULATION A LA VILLETTE

Une nouvelle exposition va ouvrir en mars 1991 à la Cité des sciences et de l'industrie de La Villette à Paris : « l'Argonaute ».
Le public visitera l'Argonaute (premier sous-marin de chasse, lancé le 29 juin 1957), muni d'un casque qui diffusera des commentaires sur les différents équipements techniques du bâtiment : poste d'équipage, central d'opérations, poste avant des torpilles, etc.
A côté de l'Argonaute, dans les 450 m² de la salle d'exposition, place à l'univers des sous-marins et à l'interactivité !
Documents et audiovisuels d'archives raconteront l'aventure de l'Argonaute. Avec les nombreuses maquettes animées, chacun apprendra le maniement des submersibles et se familiarisera avec leurs techniques de fonctionnement (hydrodynamisme, immersion, modes de propulsion, moyens de détection...).
Observer le parc de La Villette depuis un périscope, se livrer à l'aide d'un logiciel de simulation à une bataille stratégique entre sous-marins, bateaux de surface et avions, ou encore repérer au sonar les sous-marins ennemis seront inscrits au programme.



SEIPRA 91

La 7e édition du salon de l'Electronique industrielle, de la productique, de l'automation et de la mesure aura lieu les 16, 17 et 18 avril 1991, à Angers. Plus de 200 exposants sont prévus. Ce salon du Grand Ouest alterne chaque année entre Nantes et Angers. L'an passé, à Nantes, il a reçu 8 000 visiteurs.
Organisation : Angers Parc Expo, 49044 Angers Cedex

SALON RADIOAMATEUR & CITIZEN BAND

La troisième édition se tiendra les 27 et 28 avril 1991 dans la Salle des sports de Saint-Just-en-Chaussée. Mille mètres carrés sont consacrés à l'exposition ainsi qu'à d'autres animations :
- démonstrations par les associations de la région ;
- brocante radio (réservation auprès de FC I LHL : 44.78.90.57 entre 18 et 20 heures) ;
- matériel neuf ;
- pièces détachées ;
- kits ;
- revues ;
- Saphir (Gendarmerie nationale).

Organisation : Radio Club Pierre Coulon (FFINMB), B.P. 26, 60130 Saint-Just-en-Chaussée.

LA TVHD EN... NUMERIQUE AUX USA

AT & T, leader mondial des télécommunications, et Zenith vont développer un système de télévision haute définition numérique qui sera soumis à la FCC américaine en 1993 comme système de TVHD. General Instrument et Thomson travaillent déjà sur des systèmes similaires. Il faut dire que le domaine du numérique reste un des seuls domaines où les industriels américains sont encore en position de force (Motorola, Intel, IBM, HP, etc.). Une chance pour eux de contrer la TVHD japonaise (analogique) et de se préserver des parts dans les marchés de l'avenir.

ASTRA SE MULTIPLIE

Arrivé en Guyane le 29 novembre 1990 (en même temps qu'Eutelsat II F2), Astra 1B a été équilibré dynamiquement les 17 et 18 janvier 1991 (une première pour un satellite de plus de 2 500 kg) et monté dans une fusée Ariane. Astra 1B sera lancé de Kourou le 21 février 1991 (prévision).
Arianespace et la Société européenne des satellites ont signé en décembre 1990 un contrat pour le lancement des satellites Astra 1C et 1D qui seront lancés par une Ariane 4 au début de l'année 1993 et au début de l'année 1994.

BONNE ANNEE POUR JVC

L'année commence bien pour JVC Vidéo dont le camescope GR-S707 vient d'être élu Caméra vidéo européenne de l'année 1990-1991 par les magazines de photos. Ce GR-S707 (14 990 F environ) avait déjà reçu le Grand Prix au CES de Chicago. Le jury européen a souligné : « Associant une très grande qualité d'images et un son stéréo à la compacité du S-VHS-C, le JVC GR-707 offre aux passionnés de vidéo un potentiel professionnel qui les aidera à devenir des réalisateurs dignes de ce nom. »
Renseignements : JVC Vidéo, 102, boulevard Heloïse, 95104 Argenteuil Cedex. Tél. : (1) 39.47.39.00.

ILS ONT GAGNE UN MAGNETOSCOPE

Dans notre numéro 1782 « spécial magnétoscopes » du 15 novembre 1990, nous proposions à nos lecteurs de participer à notre grand concours : « Gagnez un magnétoscope » ; en fait, il y avait six magnifiques magnétoscopes à gagner. Nous avons reçu 8 931 réponses dans les délais que nous avions fixés, et le tirage au sort des bulletins comportant les bonnes réponses aux cinq questions posées a été effectué devant huissier le vendredi 11 janvier.
Les gagnants sont :
1er prix : un magnétoscope HiFi multistandard JVC HR-D 860 MS, d'une valeur de 6 500 F. **M. Georges Mathis**, 67610 La Wantzenau.
2e prix : un magnétoscope JVC multistandard HR-D 550 MS, d'une valeur de 4 300 F. **Mme Christiane Cassereau**, 79450 Saint-Aubin-le-Cloud.
3e prix : un magnétoscope Sharp VCA 45 FP multistandard, d'une valeur de 3 990 F. **M. Alain Posluszny**, 91290 La norville.
4e prix : un magnétoscope Hitachi VTM 720 S, d'une valeur de 3 390 F. **M. Farid Djayet**, 13090 Aix-en-Provence.
5e prix : un magnétoscope Hitachi VTM 720 S, d'une valeur de 3 390 F. **Mme Françoise Marchesseau**, 17450 Fouras.
6e prix : un magnétoscope Sharp VCA 1031, d'une valeur de 2 990 F. **M. Arezki Benouri**, 93190 Livry-Gargan.

NOUVELLES DU JAPON

Parles-en à ton magnétoscope !

Après le magnétoscope qui parle, voici le magnétoscope à qui l'on peut parler. Grâce à Panasonic, la programmation d'un magnétoscope est à la portée de tout le monde ! En voiture, le téléphone, c'est déjà « ringard ». On parle à son autoradio. On ne sera plus jamais seul. Les systèmes de reconnaissance de la parole ont vite progressé et leurs prix ont chuté. Aussi les fabricants d'électronique grand public peuvent-ils les utiliser dans nos futurs objets usuels.

La voix de son maître

Le magnétoscope qui parle, c'est déjà vieux. Sharp nous avait proposé une télécommande-aide à la programmation dotée d'une voix synthétique. Aujourd'hui, Matsushita (Panasonic) donne la parole à l'utilisateur. L'aversion de nombreux propriétaires de magnétoscope pour la programmation est bien connue. Même avec de l'habitude et de nombreux exercices, il nous arrive d'avoir du mal à programmer certains modèles sans ouvrir le mode d'emploi ! Le système CLMX de Matsushita obéit aux ordres vocaux et répond avec une voix de synthèse. Il a fait l'objet de vingt-cinq dépôts de brevet au Japon et de six brevets internationaux. L'utilisateur, pour programmer, presse la touche Program sur la télécommande équipée d'un écouteur et d'un micro. Celle-ci lui demande avec sa voix synthétique quelle chaîne il veut enregistrer. L'utilisateur donne oralement sa réponse et l'écran à cristaux liquides de la télécommande lui confirme si l'ordre a été convenablement interprété. La télécommande s'enquiert de la même façon du jour, de l'heure de début et de fin, etc., de l'enregistrement. Le tout est confirmé à la fois par l'écran à cristaux liquides et la voix de synthèse.

Pour la reconnaissance de la voix et des ordres donnés, Matsushita a dû développer un programmateur de voix interactif utilisant une combinaison compression/expansion continue et linéaire (CLM) α. Le système fonctionne ainsi même avec des utilisateurs de passage. Ce système n'est pour l'instant disponible qu'au Japon, mais rien n'empêche d'espérer le voir (l'entendre et lui parler) en Europe sous les marques Panasonic, Blaupunkt ou Siemens. A quand le magnétoscope qui fait la conversation ou qui garde en mémoire la critique des films ?

Parler en conduisant

Les conducteurs d'automobiles qui parlent seuls au volant ne feront plus rire. On les enviera de posséder un Sanyo EX-W2, un superbe combiné autoradio-lecteur de cassette-changeur de CD (95 000 yens, soit environ 4 500 F). Cet EX-W2 comprend et répond à 29 ordres différents. Mais le système de reconnaissance de la parole ne fonctionne que si ces ordres ont été préalablement enregistrés par l'utilisateur. Le taux de reconnaissance atteint ainsi 90 %, même dans des conditions difficiles. Sans lâcher le volant, il devient facile de baisser le son durant les pubs, de changer de station (mémorisée) ou de passer d'une cassette à un CD.

Prochaine étape, l'autoradio-Karaoké qui chantonne avec le conducteur...

Bande à part

150 minutes d'autonomie pour les nouvelles bandes en cassettes DAT produites par Denon. Elles utilisent un film PEN (polyéthylène naphthalate) qui mesure 7 µm d'épaisseur, soit 26 % de moins qu'un film classique, tout en proposant un module de Young de 1 000 kg/mm^2, soit 25 % de plus. Ces bandes Long & Tough présentent des caractéristiques magnétiques élevées et sont vendues au Japon 2 000 yens (environ 100 F).

Un vieux rêve

Utiliser un camescope comme magnétoscope de salon, un vieux rêve contrecarré par la miniaturisation et quelques réglementations protectionnistes, mais remis au goût du jour par Sanyo. Le Zeema PIT88 connecte un camescope Sanyo 8 mm au téléviseur. Il sert d'alimentation secteur, de support, et est équipé d'une entrée audio et vidéo, et de quatre sorties audio et vidéo. Il mesure 22 × 33 × 6,5 cm. Il ne lui manque qu'un tuner.

Le CD-baladeur perd du gras

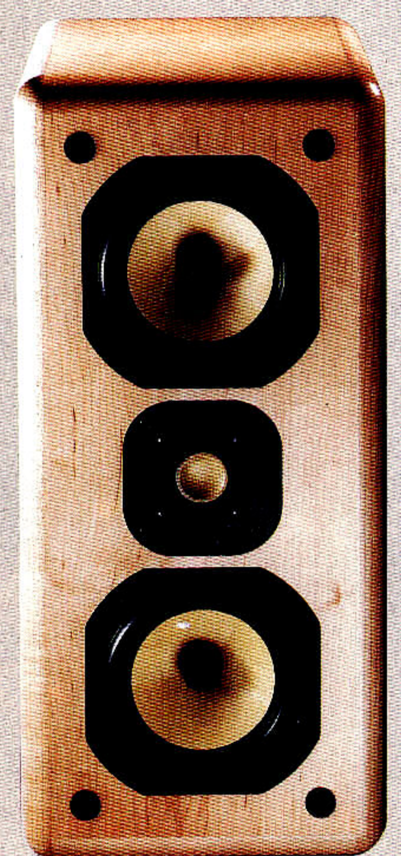
Après le SL-XP6, le SL-XP300 et le SL-XP700, Technics va nous proposer un lecteur de disque compact portable qui mesure 17,9 mm d'épaisseur au lieu de 28 mm pour les précédents modèles. Le SL-XP700 (32 000 yens, soit environ 1 500 F au Japon) utilise un lecteur laser encore plus miniaturisé et une batterie au cadmium-nickel plate. Le lecteur est équipé d'une lentille de 4,5 mm de diamètre et de 2,75 mm d'épaisseur. Le boîtier de sa photodiode, avec amplificateur intégré, est réduit à 3 × 4 × 1,8 mm. Le lecteur laser complet présente une épaisseur de 8,7 mm et ne pèse que 8,5 g ! L'électronique a également subi une miniaturisation extrême et comprend une double amplification avec des amplificateurs séparés pour les bandes grave, médium et aigu. La dynamique est pourtant améliorée de 5 dB par rapport aux appareils précédents. Le SL-XP700 pèse 348 g avec sa batterie et mesure 145 × 128 × 17,9 mm. Qui dit mieux ?

Pierre LABEY





UNIVERSEL
Radiola CDV 1495
(4 490 F)
Distributeur : Radiola
51, rue Carnot, B.P. 307
92150 Suresnes Cedex
Tél. : (1) 47.28.67.00



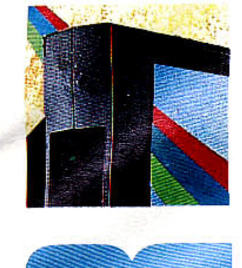
ERABLE MASSIF :
Point Source
Aria Five
(9 900 F la paire)
Distributeur : Sebac,
Z.I. Lons, B.P. 132
64142 Billère Cedex



84 CM
EN BLACK LINE
Schneider Artron
84 cm (12 990 F)
Distributeur : Schneider
2, rue Benoît-Malon
B.P. 308, 92150 Suresnes
Tél. : (1) 47.28.10.00



LE MULTIMEDIA EN MARCHE :
Portax processeur multividéo LMP-25 (12 900 F)
Distributeur : Portax Electronique, B.P. 13, 59731 Saint-Amand-les-Eaux Cedex. Tél. : 27.48.11.48



DOSSIER

TELEVISION

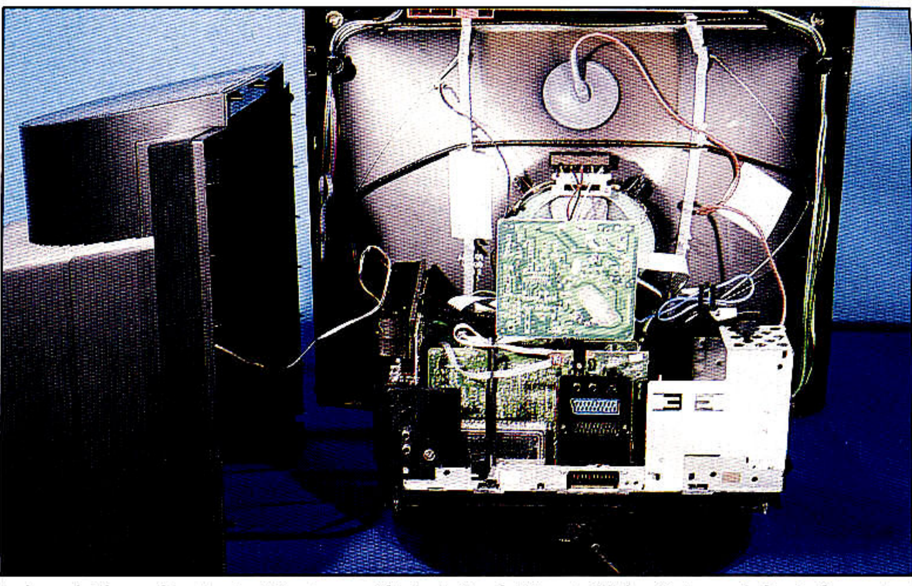
10 téléviseurs au banc d'essai

Votre téléviseur est-il encore à la hauteur de vos ambitions audiovisuelles ? Cet appareil que l'on aurait cru, il y a encore quelques années, voué à une idée simplificatrice, celle qui en aurait fait un terminal de visualisation, prend de plus en plus de fonctions à sa charge. Evolution assez rapide, suffisamment même pour que l'on ait pu constater en moins d'un an (notre dernier dossier sur le sujet date de mai 1990) une accélération du processus. Nous allons passer en revue les éléments les plus significatifs de la chose.



Contrairement à d'autres catégories d'appareils, dix téléviseurs suffisent pour faire le tour du marché, du moins dans ce format. En 63 cm, taille de diagonale d'écran que nous avons choisie, le nombre de « familles » d'appareils se limite à quatre ou cinq, d'origine européenne à 90 %. En 36 cm, c'est une autre affaire... Les membres de ces familles se caractérisent par des parties matérielles communes ainsi que de grandes similitudes dans leur mode d'exploitation. Les trois principales sont Philips, ITT Nokia et Thomson. Philips produit des appareils finis pour les marques de son groupe et des composants pour Sony et Panasonic, par exemple. ITT Nokia fournit la base des Océanic, Hitachi, Loewe et d'autres encore, tel Salora, non représenté ici. C'est cette caractéristique qui est figurée dans

le tableau comparatif sous le vocable « Famille ». La facilité d'utilisation et la possibilité de raccordement à des périphériques est variable d'une famille à l'autre. Il en va de même pour l'utilisation de la télécommande, véritable clavier déporté, dont les touches peuvent avoir plusieurs fonctions... Enfin, les menus d'exploitation, très généralisés maintenant, font des téléviseurs des appareils évoquant les ordinateurs personnels. Ces menus sont plus ou moins pratiques. Les meilleurs sont ceux de Philips (avec son menu « Installation ») et de Thomson. Ceux de Loewe sont très puissants, mais requièrent une certaine attention et un apprentissage confirmé de la télécommande. Il y a des appareils qui fonctionnent très bien, parfois mieux que sans ces fameux menus : Grundig, Blaupunkt, Sony, Panasonic, et s'avèrent somme toute plus faciles à utiliser.



La base du Blaupunkt est motorisée et permet l'orientation du TV sur ± 20 degrés. La partie haute du capot est moulée de manière à pouvoir accueillir un haut-parleur de grave de 20 cm, assez efficace...

Le tube de l'année

C'est, sans conteste, le Black Line de Philips. On le retrouve sept fois dans cet essai comparatif (dont une dans sa version 70 cm). Le choix s'en trouve un peu restreint pour ce critère. Le Trinitron de Sony est un peu plus défini horizontalement, mais moins verticalement (bandes continues au lieu de triplets isolés). Le Black Planar de Thomson a fait des progrès en matière de contraste, mais reste encore un peu dilué sous éclairage intense. Tous ces tubes ont sensiblement la même caractéristique chromatique, le Sony ayant toujours tendance à saturer un peu plus les couleurs. Cela se règle facilement. Afin de s'affranchir d'effets visuels négatifs dus au codage de couleur SECAM, nous avons effectué les mesures de géométrie (distorsion d'image) et photographié les écrans avec un signal de mire en standard PAL.

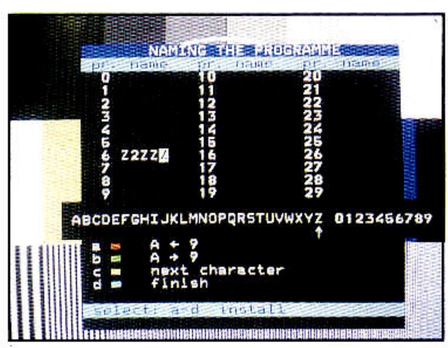
Les canaux

Tous les téléviseurs essayés ici sont compatibles avec les réseaux câblés installés en France. Certains sont même compatibles avec d'autres réseaux à l'échelon européen. Cela dit, il n'est pas toujours facile d'effectuer le réglage des canaux câble. Une grande fantaisie règne dans les modes d'emploi et les appellations exactes des bandes ne sont pas respectées ; d'un extrême à l'autre : Océanic et Grundig, clairs sur le sujet ; Thomson et Philips, qui survolent la chose d'assez haut. Il est vrai que ce réglage est généralement effectué par les revendeurs ou par la société de télédistribution. Cas d'espèce : un tuner « câble » supplémentaire sur le Loewe, au pas de 12 MHz, pour un éventuel acheminement des signaux D2-MAC, ou plus exactement « à définition améliorée après décodage D2 MAC ». Pourquoi pas ?

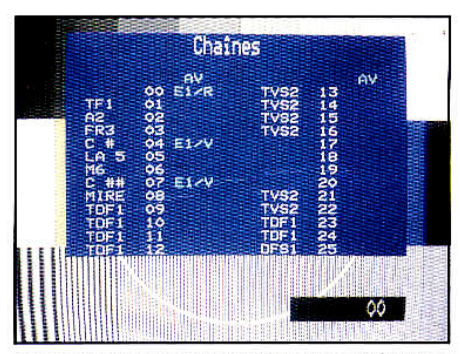
Pour les chaînes à transmission hertzienne, peu ou pas de problème, si ce n'est certains récepteurs moins sensibles qui éprouvent quelques difficultés en recherche automatique. Mieux vaut rentrer directement les numéros de canaux. Une mesure de sensibilité (en SECAM L) a été effectuée et apparaît dans les tableaux individuels.

Les périphériques

Plusieurs solutions existent pour les raccordements. En ce qui nous concerne, nous sommes favorables aux solutions mettant en œuvre des prises audio/vidéo de différentes sortes, mais avec au moins deux prises Scart, dont une intégralement câblée : cela permet de faire face à toutes les situations et d'acheminer les ordres de la télécommande vers d'autres appareils de la marque ou de la même famille. En ce qui concerne la compatibilité S-Vidéo (S-VHS ou Hi-8), d'expérience nous préférons trouver une prise mini-Din (à l'arrière, solution minimale) ou deux (avant et arrière, la première pour un camescope). La solution S-VHS sur prise Scart n'étant qu'un pis-aller technique nécessitant de surcroît des câbles spéciaux et la possibilité de « programmer », *via* un menu, la prise Scart concer-



Le menu d'installation Philips. Le langage choisi était l'anglais. C'est la phase où l'on donne un nom au programme qui apparaît.



Le menu Loewe, récapitulatif de tout ce qui figure en mémoire, y compris les programmes transmis par satellite.

née. Très lourd...
A ce sujet, pour ceux qui désireraient approfondir leurs connaissances en la matière, nous conseillons, outre notre article « Téléviseur, technique et évolution » la lecture de « Techniques et évolution des magnétoscopes à cassettes » pour la section « Réception » (tuners, normes, câble) de notre numéro du 15 novembre 1990 ; ainsi que « Liaisons et connexions magnétoscope, camescope, téléviseur », du même auteur, dans notre numéro du 15 décembre 1990.

Le son

Nous avions retenu des modèles de type « moniteur », formule qui ne permet guère de fantaisie en matière de restitution sonore. Toutefois, nous avons remarqué que tous ces téléviseurs sont dotés d'amplificateurs de puissance confortable (du moins pour les loisirs audiovisuels) : de 2 x 7 W à 2 x 25, voire 4 x 15 W pour certains. Exception faite de Saba et Thomson (bicolonnes), deux écoles existent : les enceintes détachables : Océanic, Hitachi par exemple ; ou intégrées : Philips, Panasonic, Blaupunkt. Ces trois derniers rivalisent d'ingéniosité afin de trouver un compromis entre encombrement et qualité de restitution, notamment celle des sons graves. Les résultats ne sont pas toujours à la hauteur des espérances, lorsque l'on écoute le son des program-

Marque **Modèle**	**Blaupunkt** **M 63-109 VTM**	**Grundig** **M 63-575 MF**	**Hitachi** **CL 2552**	**Loewe** **Art 63 Sat**	**Océanic** **7181 PIP**	**Panasonic** **TC 24 A 1F**	**Philips** **25 PV 7966**	**Saba** **PIP 6372**	**Sony** **KV-X 2530**	**Thomson** **HRC-7900**
Origine	RFA	France	Finlande	RFA	France	R.U.	Belgique	RFA	R.U.	France
Dimensions (cm) (LxHxP)	59 x 62 x 44	58 x 61 x 42	59 x 51 x 44	59 x 60 x 45	64 x 54 x 44	63 x 53 x 49	67 x 53 x 43	73 x 51 x 42	57 x 49 x 48	80 x 62 x 48
RECEPTEUR standards										
PAL	BGI	BGDI	BGI	BGI	BGI	BGI	BG	BGI	BGI	BGI
SECAM	BGLL'DK	BGLL'K'	ELL'	LL'	BGLDK	BGL	BGL	BGL	BGLH	HLL'DKK'
NTSC	M 3,58	M Péritel 4,43	Option : M 3,58	M et 4,43	–	–	–	NTSC option	Péritel	Péritel 3,58
Câble	S2 à S41	S1 à S41 C-Q	S1 à S20	S1 à S20 B à Q	S1 à S20	S1 à S20 B à Q	B à Q S11 à S20 hyper	B à Q, hyper	B à Q S1 à S20	B à Q, hyper
Canaux	99	49	59	50	59	50	59	60	60	60
Autres	–	D2-Mac (option)	–	D2-Mac, Sat	–	–	–	NTSC option	–	D2-Mac, NTSC (option)
AV CONNEXIONS										
Scart 1 (AV)	comp. et RVB	comp. et RVB	comp. et RVB	comp. et S.vidéo (E/S)	comp. (E/S) et RVB	comp. et RVB	comp. (E/S)	comp. (E/S) et S.vidéo	comp. (E/S) et S.vidéo	comp. (E/S) et S.vidéo
Scart 2 (AV)	comp. (E/S)	comp. (E)	comp. et S.vidéo	comp. et S.vidéo (E/S)	comp. et S.V. (E)	comp. et S.vidéo	Comp. (E/S)	comp., S.vidéo et RVB	comp. et RVB	comp. (E)
Scart 3 (AV)	–	–	–	–	comp. (E/S)	–	–	–	–	–
Minidin's (V)	1 (arr.)	1 (arr.)	–	–	1 (av.)	1 (arr.)	1 (arr.)	1 (av.)	–	1 (av.)
BNC (V)	–	–	–	–	–	1 (av.) (V)	–	1	–	–
RCA (AV)	2 x audio (E)	2 x audio (E)	–	2 x audio (S)	2 x audio (S) 2 x audio E	4 x audio (E/S)	6 audio (E/S)	2 audio 1 vidéo	2 audio 1 vidéo (E)	3 (E. AV)
TUBE										
Origine	Philips	Philips	Philips	Philips	Philips	Philips	Philips	Videocolor	Sony	Vidéocolor
Type	A 59 EAK	A 59 EAK	A 59 EAK	A 59 EAK	A 66 EAK	A 59 EAK	A 59 EAK	A 59 EAV	A 59 JBW	A 68 EAU
Diag. utile	59 cm	59 cm	59 cm	59 cm	67 cm	59 cm	59 cm	59 cm	59 cm	67 cm
Techno	B.L.	B.L.	B.L.	B.L.	B.L.	B.L.	B.L.	B.Planar	B.Trinitron	B.Planar
CHASSIS										
Famille (bus)	Motorola	Motorola	IM	IM	IM	I2C	I2C	ICC5	Sony/Siemens	ICC5
Menus	oui	non	oui	oui	oui	non	oui	oui	OSD	oui
Sorties num.	non	non	non	positionneur	non	non	non	non	non	Dec. Sat.
PIP	non	non	non	non	oui	non	oui	oui	non	oui
Télétexte	oui	oui	oui	oui	oui	non	oui	oui	non	oui
TELECOMMANDE										
Magnéto 1	–	oui	–	–	–	oui	oui	–	oui	30 modèles !
Magnéto 2	–	–	–	–	–	–	oui	–	oui	
CDV	–	–	–	–	–	–	oui	–	oui	–
Satellite	–	oui	–	oui	–	–	oui	–	–	oui
AUDIO										
Puissance eff.	2 x 25 W	2 x 8 W	2 x 20 W	2 x 20 W	2 x 25 W	2 x 7 W	4 x 10 W	2 x 25 W	2 x 7 W	4 x 25 W
Equipement	5 HP (1G)	4 HP	4 HP ext.	4 HP	2 HP ext.	4 HP	3 HP (1G)	2 HP	2 HP	2 HP

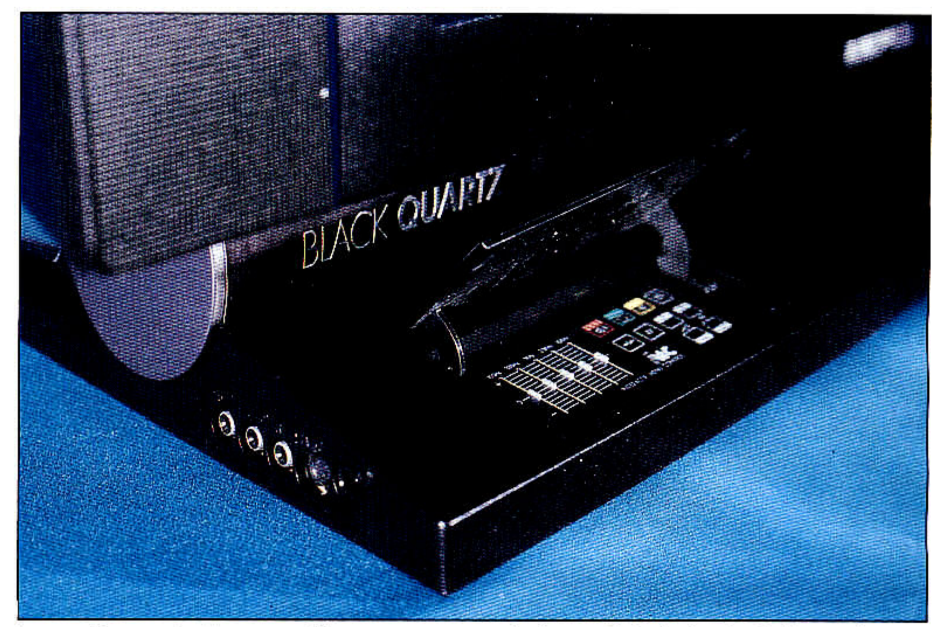
NTSC : M est la norme de réception TV (par opposition à la visualisation *via* la prise Scart). – **Connexions :** comp. signifie vidéocomposite ; E/S : entrée et sortie ; S.vidéo : composantes séparées (S-VHS ou Hi-8) ; RVB : composantes séparées rouge, verte et bleue ; E : entrée seulement ; S : sortie seulement ; av. : prise à l'avant de l'appareil ; arr. : prise à l'arrière ; A : audio-V.vidéo ; A/V : audio et vidéo. – **Tube :** B.L. : Black Line à masque invar. ; B.Planar : Black Planar ; B.Trinitron : Black Trinitron. – **Famille :** origine de la famille électronique du châssis ; IM : Intermetall (ITT) ; I2C : Philips ; ICC5 : Thomson. – **PIP :** image dans l'image. – **Télétexte :** télétexte européen avec fonction TOP ; **Equipement :** nombre de haut-parleurs, hors options.

10 TELEVISEURS AU BANC-D'ESSAI

mes hertziens, déjà très coloré en studio. En revanche, les bandes sonores de vidéodisques ou type VHS-HiFi passent mieux. Cela dit, l'idéal consiste à exploiter le raccordement à une chaîne haute fidélité, toujours possible, même en utilisant la prise Scart.

Le futur

Trois appareils intègrent des ébauches, voire une bonne partie de l'électronique relative à la réception et/ou au traitement des programmes transmis par satellite. Le plus simple : Saba avec la possibilité de passer au format 16/9. Puis Thomson avec le même dispositif, mais dont la télécommande peut animer certains démodulateurs ou décodeurs fabriqués par la marque, pour l'heure distribués sur le marché anglais.



Luxueux Thomson : le piètement recèle, sous une trappe, un égaliseur audio à cinq bandes. Sur le côté, des prises d'entrées AV : soit en RCA pour la vidéocomposite et l'audio, soit en mini-DIN 4 broches pour la vidéo Y/C.

Enfin Loewe avec un système modulaire complet intégré (sur le marché Art 63 SAT), compatible avec les positionneurs d'antenne Grundig ou Kathrein. Les menus d'écran de ce dernier appareil intègrent cette fonction, ainsi qu'un test de conformité D2-MAC (carte optionnelle).

Comme on le voit, les téléviseurs évoluent vite et les solutions offertes sont multiples. Le choix est assez large pour trouver une solution adaptée aux besoins de chacun : système évolutif ou intégrant tout ou partie de la fonction ou du matériel périphérique nécessaire.

■



Les télécommandes. Toutes ne sont pas faciles à utiliser. Détail du portrait de famille, de gauche à droite et de bas en haut : Blaupunkt, Grundig, Hitachi, Loewe, Océanic, Panasonic, Saba, Philips, Sony, Thomson.

	Blaupunkt	Grundig	Hitachi	Loewe	Océanic	Panasonic	Philips	Saba	Sony	Thomson
Définition	****	****	***	****	***	****	****	****	****	****
Contraste	***	****	****	***	****	****	****	***	****	***
Couleurs	***	***	***	***	***	***	***	****	****	****
Installation	****	***	**	****	****	***	*****	****	****	****
Exploitation	****	****	**	****	****	****	****	****	****	****
Sensibilité	*****	*****	***	****	****	***	*****	****	****	****
Connexions	***	***	***	****	****	*****	****	*****	***	*****

Tableau 2. – Grille d'appréciation.

GRUNDIG M 63-575

Une base intéressante : c'est un moniteur (de forme) de 63 cm de diagonale avec un jeu de haut-parleurs installés dans la partie inférieure. On bénéficie alors d'un encombrement réduit en largeur et de la stéréophonie, même si les haut-parleurs sont assez proches les uns des autres, grâce à un procédé d'élargissement de l'espace sonore intégré. Sinon, le bon châssis Grundig poursuit son chemin avec maintenant une connectique améliorée : deux prises Scart et une entrée S pour signaux vidéo à composantes séparées. Contrairement à ce qui se fait ailleurs, la part faite à la télécommande n'a pas pris les proportions que l'on sait, et il reste encore beaucoup de choses sur le téléviseur, dont l'essentiel en cas de panne de la télécommande. C'est bien. Le châssis accepte désormais les trois standards de couleur PAL, SECAM, NTSC, quatre même si l'on compte le NTSC 4,43 des forces armées basées en Allemagne. En ce qui concerne la réception RF, les têtes admettent les normes européennes de liaison hertzienne et d'acheminement par câble, dont toutes celles envisagées pour la France. C'est un bon point pour ce Grundig, dont le mode d'emploi s'avère très explicite à ce sujet et dont la programmation sur ces canaux câblés est facile et claire. A ce niveau, il faut aussi préciser que ce M63-575 est aussi un véritable multistandard, acceptant les NTSC de tous poils par l'antenne et le SECAM K'. La télécommande est très simple à utiliser et peut animer les magnétoscopes de la marque. C'est aussi un nouveau modèle, longiforme, plus facile à manipuler que les anciens (séries TP 650 et autres). Pour résumer, ce Grundig représente un peu la « force tranquille » de ces dix impétrants : une base connue et saine, facile à utiliser, réactualisée dans ses possibilités et bien dessinée.



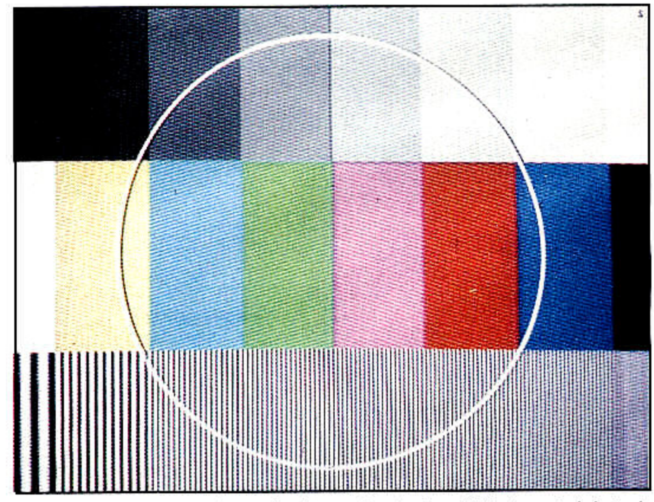
Le Haut-Parleur a aimé :
- l'esthétique
- la simplicité de mise en fonctionnement



Le Haut-Parleur a regretté :
- rien qui vaille la peine d'être cité

NOUS AVONS MESURE :

Distorsion image	< 3 % (H + V)
Linéarité des paliers de gris	> 94 %
Dépassement	< 4 %
Rapport S/B vidéo (1 mV antenne, sans chroma, non pondéré)	40 dB
Rapport S/B vidéo (10 mV)	42 dB
Bande passante vidéo (– 3 dB)	≥ 4,2 MHz
Rapport S/B audio (5 mV ant.)	45 dB lin (l.)



Mire composée observée sur l'écran du téléviseur Grundig. Signal PAL. On atteint la limite de définition du tube. Bon équilibre chromatique, contraste satisfaisant.

Thomson et les écrans plats

Avec l'avènement des téléviseurs à écran 16/9 et le désir des téléspectateurs de posséder des téléviseurs à écran de plus en plus grand, le tube cathodique atteint ses limites :
– son poids : la masse d'un tube cathodique est proportionnelle au carré de sa diagonale ; quand on double la dimension de l'écran, on multiplie par huit la masse du téléviseur. Il faut deux personnes pour livrer un téléviseur à écran de plus de 60 cm ;
– son volume : la largeur des portes à l'intérieur des appartements modernes (70 cm) ne permet pas d'y faire entrer des téléviseurs à écran géant ;
– son prix : plus l'écran est grand et plus le téléviseur est cher.



Ecran LCD portable connecté à un microordinateur.

Tous ces éléments ont poussé les industriels à rechercher de nouvelles solutions capables, d'une part, de remplacer les tubes cathodiques (invention géniale) utilisés depuis plus de cinquante ans et qui ont pu, sans trop de problèmes s'adapter à la couleur et, d'autre part, de permettre une résolution supérieure, un encombrement moindre et, lorsqu'ils seront fabriqués en grande série, un prix inférieur. Parmi ces nouvelles technologies, les écrans à cristaux liquides ou L.C.D. (Liquid Crystal Display) à matrice active semblent les mieux placés. De nombreux industriels, notamment au Japon, étudient et développent cette technologie. En France, le Groupe Thomson a récemment créé une filiale, Thomson LCD, chargée de l'étude et du développement



de ces nouveaux écrans.
La société Thomson LCD a été créée en septembre 1989 ; son capital est réparti entre Thomson Consumer Electronics (50 %) et Eurodisplay (50 %). Cette dernière société est une filiale de Sextant Avionique (80 %) et de VDO (20 %).
L'usine Thomson LCD est située à Voreppe-Moirans (près de Grenoble). Tout a été très vite :
– les travaux ont démarré en août 1989 ;
– l'équipe Recherche et Développement de l'usine Thomson de Corbeville, qui travaille sur les écrans à cristaux liquides depuis le début des années soixante-dix, a été transférée à l'usine de Voreppe-Moirans en avril 1990 ;
– la production a débuté dès juillet ;
– en septembre de la même année, est sorti le premier écran de 6,25 pouces × 6,25 pouces (15,6 cm × 15,6 cm), cela représente un écran de 22,5 cm de diagonale. Sa définition est de 1 024 points × 1 024 points, soit plus de un million de pixels, sa résolution est de 155 μ × 155 μ.
L'usine Thomson LCD de Moirans est construite sur un terrain de 25 000 m^2, elle occupe actuellement une surface de 4 400 m^2 dont 1 200 m^2 de salles blanches **(les salles blanches sont comparables à des blocs opératoires, l'air y est filtré et brassé, la température et l'hygrométrie sont maintenues à des valeurs rigoureusement contrôlées, elles sont divisées en classes : classe 10, classe 100 et classe 1000. La classe 10, par exemple, est caractérisée par moins de dix particules supérieures à 0,5 μ par pied cube, environ 30 litres) ;**
– 600 m^2 de laboratoires ;
– 2 100 m^2 de locaux techniques ;
– à terme, une centaine de personnes sera employée dans cette unité.
Trois missions ont, dès à présent, été fixées à Thomson LCD :
– fabriquer des écrans de vision directe pour l'avionique : production de petites séries pour les applications aéronautiques civiles et militaires, pour le compte de Eurodisplay ;
– développer et mettre au point de nouveaux tubes pour la télévision et la TVHD ;
– acquérir un savoir-faire en technologie LCD pour développer et réaliser des écrans plats, puis s'attaquer à une technologie à haute résolution pour des applications aéronautiques et grand public (TVHD).
L'usine Thomson LCD a aussi vocation à être utilisée comme unité pilote pour les produits destinés au grand public.
Depuis quelques mois, Thomson LCD réalise ses premières séries d'écrans plats, carrés, à cristaux liquides, de 6,25 pouces de côté et le plan de fabrication prévoit, pour les prochains mois, des écrans au format 5 × 5, 6 × 6 et 6 × 8 pouces. Ces écrans répondent aux exigences de très haute qualité, nécessaires pour les applications aéronautiques auxquelles ils sont destinés, dans le cadre de contrats avec les partenaires industriels et institutionnels de Sextant Avionique, filiale commune à Aerospatiale et Thomson CSF.
On ne sait pas, aujourd'hui, réaliser des écrans à cristaux liquides de plus d'une trentaine de centimètres de diagonale, à cause de certaines contraintes technologiques, notamment au niveau des plaques de verre qui servent de support à l'écran, la tenue en température, la résistance aux acides et un coefficient de dilatation thermique proche de celui du silicium. Les experts pensent que ces problèmes ne seront pas résolus avant les premières années du prochain millénaire, aussi Thomson LCD oriente-t-il ses travaux pratiques vers la réalisation de projecteurs vidéo à cristaux liquides et de rétroprojecteurs.
Lors de notre visite à l'usine de Moirans, nous avons pu voir fonctionner un prototype de projecteur LCD qui utilisait comme valves les écrans à cristaux liquides de 6,25 pouces ; l'image était projetée sur un écran de plus de un mètre de diagonale avec une définition de l'ordre de 500 lignes. Les versions définitives de ce prototype devraient être commercialisées en 1992 ou 1993. Cet appareil pourra recevoir les émissions en D2-MAC 16/9, son prix sera comparable à celui d'un téléviseur haut de gamme, des versions HDTV sont prévues pour 1995.
La rapidité avec laquelle le centre de recherche et de développement de Moirans est devenu opérationnel montre tout l'intérêt porté par le Groupe Thomson pour ce nouveau type d'écran. Il y a quelques années, on disait que, dans le domaine de la télévision, celui qui maîtrisait le marché du tube image maîtrisait aussi celui du téléviseur. En sera-t-il de même avec les écrans plats à cristaux liquides ? ■



Vidéoprojection à travers des écrans LCD.

Demain : les écrans plats à cristaux liquides à matrice active

Magique et séduisante, l'idée du grand téléviseur plat mural que l'on accroche comme un tableau s'impose avec une telle évidence qu'il est aujourd'hui difficile d'expliquer aux téléphiles pourquoi leur poste de télévision utilisera un tube à rayons cathodiques (CRT) pendant encore quelques années.
Le renouvellement technologique est cependant proche et le rêve du consommateur est en passe de devenir une réalité industrielle. L'ère du satellite et du câble, de la télévision haute définition et de l'explosion des chaînes, verra l'avènement d'un téléviseur new-look, capable de se fondre dans sa propre image, jusqu'à se faire oublier.
Né il y a cinquante ans, le tube à rayons cathodiques (CRT) atteint aujourd'hui ses limites : 95 cm pour le plus grand, et il reste encombrant par sa profondeur et son poids.
La guerre publicitaire que se livrent les marques sur le thème des coins carrés (Full Square), de l'écran plat (Flat Square Tube Planar) ne réussit pas à nous faire oublier la courbure du tube. Même paré de tous ces artifices marketing – correspondant il est vrai à de véritables innovations technologiques – le CRT ne saurait être considéré comme la réponse ultime de l'industrie électronique à l'attente du téléspectateur.



Ecrans plats à cristaux liquides. Tests de fiabilité et de défauts.

Conscients de l'enjeu économique que représentent les écrans plats dans le monde de la visualisation, la plupart des grands de l'électronique grand public ont investi massivement depuis plusieurs années dans ce domaine. Plusieurs technologies ont vu le jour et celle des écrans à cristaux liquides (LCD) est en passe de s'imposer dans le domaine de la télévision, par ses performances intrinsèques, par l'effet d'entraînement de toute l'industrie japonaise et européenne. Les écrans à cristaux liquides sont déjà sortis des laboratoires : les premières chaînes pilotes qui tournent aujourd'hui ont démontré la faisabilité industrielle de la technologie tandis que de nombreuses firmes annoncent déjà d'importants investissements de production de masse.

L'enjeu technique

La solution technologique qui, à l'heure actuelle, s'annonce la plus prometteuse pour répondre à la demande du grand écran plat de télévision est ce qu'on appelle l'écran à cristaux liquides nématiques en hélice à matrice active de transistors.

C'est cette technologie qui a su démontrer les performances visuelles les plus proches des contraintes fixées par le marché de la télévision : couleur, teintes de gris, temps de réponse, contraste, luminance, uniformité, planéité. De plus, tous les espoirs sont

permis quant à son coût potentiel et son adaptation aux grandes dimensions, même si le plus grand écran réalisé à ce jour avec cette technologie ne mesure que 35 cm de diagonale et si aucune usine au monde ne parvient encore à le fabriquer à un coût compétitif pour des applications grand public.
Pour cette technologie, très proche de celle du semi-conducteur, l'enjeu se situe actuellement au niveau des performances des équipements (photorépéteur, aligneurs de masques, dépôts sous vide en couche mince, gravure), du coût et de la qualité du substrat de verre ainsi que de la maîtrise du procédé de fabrication. C'est à ces conditions que les LCD pourront connaître le même essor qu'ont connu les semi-conducteurs au cours des dernières décennies.

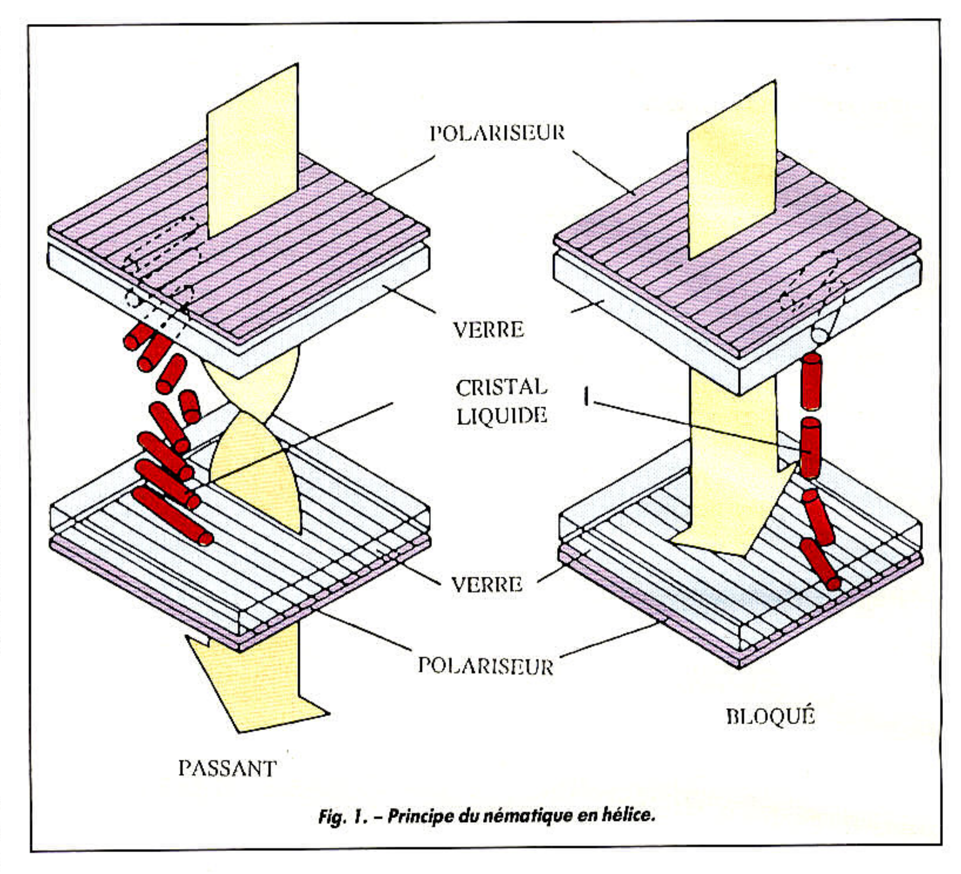


Fig. 1. – Principe du nématique en hélice.

L'effet électro-optique

Le cristal liquide est une phase de la matière, intermédiaire entre le solide et le liquide, qui possède simultanément les propriétés du solide cristallin (ordre) et des liquides (fluidité).
La première observation des phénomènes optiques dans les cristaux liquides a été faite en 1888 par Reinitzer et, pendant très longtemps, cette découverte n'a intéressé que les scientifiques.
Les premiers afficheurs ont été réalisés en 1968, et depuis un certain nombre d'effets électro-optiques ont été étudiés et utilisés pour diverses applications de la visualisation. Ces différents effets sont basés sur les propriétés électrique et optique de cette matière. On utilise l'interaction entre un champ électrique, créé, et celui, permanent ou induit, des molécules pour changer l'orientation de ces molécules, et ainsi modifier les propriétés optiques du cristal liquide.

Nématiques en hélice (TN et STN)

Un procédé technologique, le nématique en hélice (TN = Twisted Nematic) et son dérivé le STN (Supertwisted Nematic), permet d'orienter ces molécules de manière à avoir deux états stables entre lesquels elles peuvent basculer par application d'un champ électrique. Cet effet a donc l'avantage de mémoriser une information et d'avoir un temps de réponse très court (quelques microsecondes).
L'effet a été breveté en 1970 par M. Schadt de la société suisse Hoffmann-Laroche et la licence a été exploitée industriellement dès 1973 par le japonais Seiko. Depuis, plus de cinquante fabricants d'afficheurs à cristaux liquides utilisent ce procédé pour une production dépassant le milliard d'unités, allant de la montre à cristaux liquides aux écrans de télévision pour informatique haut de gamme.
Le principe en est le suivant : le cristal liquide utilisé est un cristal liquide nématique pour lequel la position des molécules est désordonnée, mais leur orientation est parallèle à un axe directeur. Pour réaliser un afficheur, le cristal liquide est placé entre deux lames de verre distantes de 4 à 8 μ. Les molécules sont orientées sur la surface de verre de manière à faire décrire à l'axe directeur un quart d'hélice, ce qui est représenté sur la figure 1.
Cette structure hélicoïdale fait

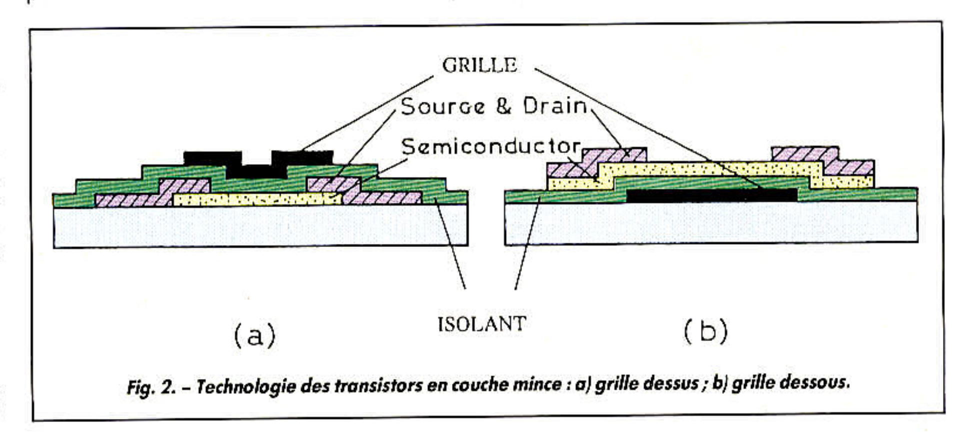


Fig. 2. – Technologie des transistors en couche mince : a) grille dessus ; b) grille dessous.

tourner de 90 degrés la direction de polarisation d'une lumière incidente polarisée de façon rectiligne. La structure hélicoïdale est détruite par l'application d'un champ électrique, qui oriente les molécules perpendiculairement au plan du verre. Placée entre polariseurs et analyseurs croisés, la cellule peut donc commuter entre un état passant (blanc) et un état bloqué (noir).
Ces écrans sont essentiellement utilisés pour des applications informatiques (ordinateurs portables), pour lesquelles contraste, temps de réponse et teintes de gris ne sont pas des impératifs primordiaux. Ils sont limités à moins de 480 lignes.

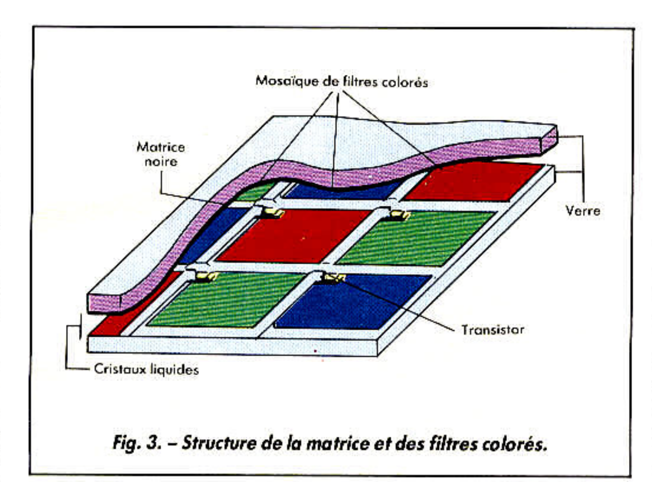


Fig. 3. – Structure de la matrice et des filtres colorés.

Matrice active sur verre

La percée technologique qui a permis d'améliorer sensiblement la qualité de ces écrans et d'en faire le principal challenger du CRT à l'horizon de l'an 2000 est la matrice active sur verre.
Chaque pixel de cristal liquide est relié à la matrice d'électrodes à travers un commutateur. En activant séquentiellement, ligne par ligne, ces commutateurs, il est possible de venir adresser individuellement chaque pixel.
On s'affranchit ainsi des limitations physiques de contraste, temps de réponse, teintes de gris en repoussant le problème du cristal liquide... vers le commutateur.
Ce commutateur peut être constitué soit par des diodes ou des varistances (essentiellement développées par Seiko) ou par des transistors en couche mince (TFT = Thin Film Transistor).
Cette dernière technologie est développée par Thomson et par le CNET en France, mais aussi par un grand nombre de japonais (Sharp, Hitachi, Toshiba, Hoshiden, Matsushita, Sanyo).

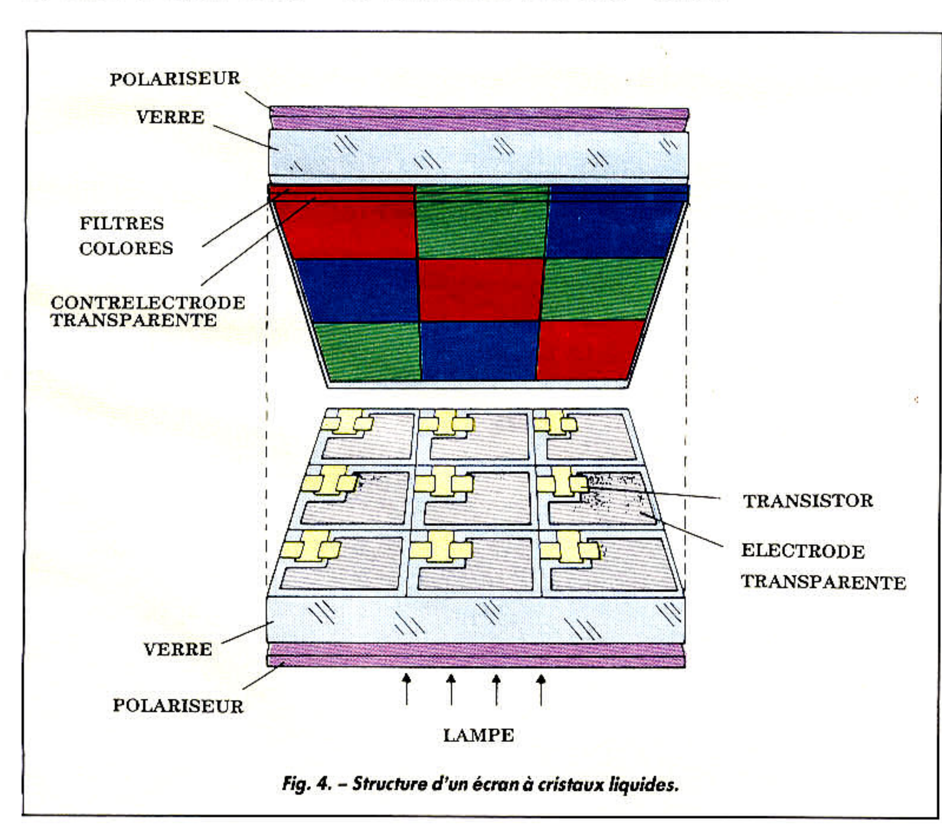


Fig. 4. – Structure d'un écran à cristaux liquides.

Une fabrication proche du semi-conducteur...

La fabrication du transistor (voir fig. 2) est effectuée à l'issue de plusieurs (2 à 6) étapes de dépôt de couches métalliques, isolantes ou semi-conductrices et de photolithogravure de ces couches.

L'empilement final obtenu est représenté en figure 2 pour deux variantes technologiques :

a) grille dessus

b) grille dessous.

A titre d'exemple, le procédé technologique pour la variante grille dessous est :

– dépôt par pulvérisation cathodique et gravure du métal de grille ;

– dépôt de l'isolant et du semi-conducteur par décomposition thermique ou dans un plasma d'un gaz, puis gravure de ces couches ;

– dépôt et gravure d'une couche d'ITO (oxyde d'indium et d'étain) pour former le pixel ;

– dépôt par pulvérisation cathodique du métal source et drain.

Contrairement au semi-conducteur, les transistors sont fabriqués en couches minces et sur un substrat amorphe (le verre).

Les équipements de dépôts et de gravure sont dérivés de ceux utilisés pour le semi-conducteur, mais sur des dimensions bien plus importantes.

Les photorépéteurs qui permettent de reproduire une structure sur des résines photosensibles doivent avoir une précision de l'ordre de quelques microns : ils existent déjà pour des dimensions d'écran allant jusqu'à 35 cm et ont permis de réaliser des écrans contenant plus du million de transistors, mais restent à développer pour l'écran de 1 mètre.

... comportant des étapes spécifiques

La fabrication de l'écran à cristaux liquides nécessite un deuxième substrat de verre, sur lequel sont déposés les filtres colorés rouge, vert, bleu lui permettant d'afficher des images en couleurs par synthèse additive de ces trois composantes primaires (fig. 3). Ces filtres colorés sont obtenus après dépôt d'une couche organique (gélatine, polyimide), dans laquelle on fait diffuser les trois types de colorants. Trois étapes de masquage sont nécessaires.

Les deux substrats sont alors assemblés (fig. 4), l'épaisseur constante étant maintenue par des espaceurs calibrés.

Thomson a retenu une solution originale pour cette étape, qui consiste à déposer ces espaceurs sur les transistors de commande, ce qui permet en plus de les protéger de la lumière ambiante, et donc d'accroître leurs performances.

Par la suite, le cristal liquide est introduit dans la cellule par dépression, l'orientation des molécules étant obtenue par frottement mécanique d'une couche organique d'ancrage.

Cette étape, bien que simple, est parmi les plus critiques car très difficile à contrôler.

Enfin, dernière étape, l'électronique de commande est reliée aux électrodes de l'écran. Boîtier monté en surface sur des circuits imprimés, puces connectées sur circuits flexibles (TAB) et puces directement montées sur le verre (COG) sont des méthodes couramment utilisées.

La figure 5 résume les différentes étapes de la fabrication des écrans plats à cristaux liquides.

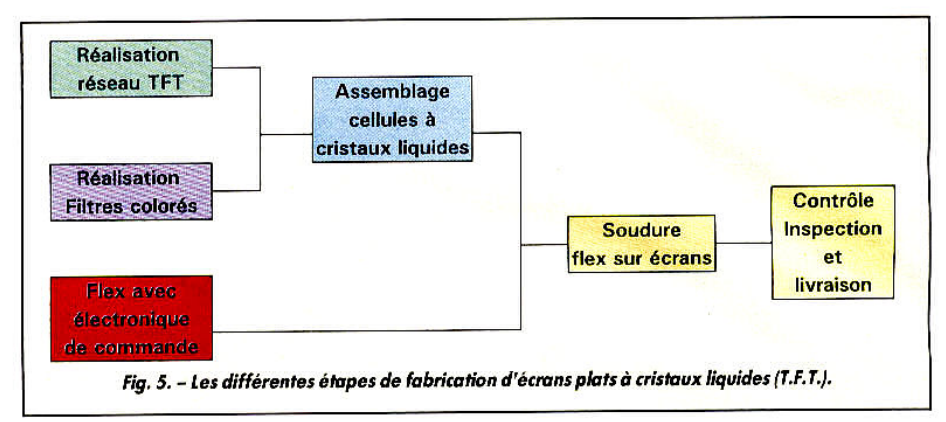


Fig. 5. – Les différentes étapes de fabrication d'écrans plats à cristaux liquides (T.F.T.).

Le grand téléviseur mural

Comme on vient de le voir, la fabrication du grand écran plat mural diverge de celle du semi-conducteur, puisque dans un cas la complexité est obtenue par une augmentation de la densité et dans l'autre elle doit venir de l'augmentation de la surface. De grandes surfaces LCD réclament aussi des spécifications de verres minces : la planéité, les micro-défauts et une composition chimique spécifique.

Les transistors en couches minces (TFT) représentent un saut technologique majeur, puisqu'il s'agit d'une micro-électronique de grande surface sur verre. Mais trois nouvelles contraintes s'ajoutent aux caractéristiques précédentes : la tenue en température, la résistance aux acides et un coefficient de dilatation thermique proche de celui du silicium. Les substrats proposés par les verriers sont des alumino-boro-silicates sans sodium ou éventuellement la silice synthétique. En dépit des précautions prises, le verre subit un retrait lors du cyclage thermique de dépôt des couches pour TFT.

La prochaine avancée technologique pour l'écran de 1 mètre pourrait ainsi venir du verre s'il est plus stable géométriquement à haute température (800 °C), et donc adapté au silicium polycristallin en grande surface.

Un compromis pour demain : le projecteur à valves à cristaux liquides

Puisque nous ne savons pas encore faire grand, faisons petit. De cette idée naît le projecteur à cristaux liquides (fig. 6).

L'image est générée sur une valve à cristaux liquides de petite dimension (5 à 10 cm de diagonale), puis projetée sur un écran de grande taille.

Afin de gagner en rendement lumineux, la lumière blanche émise par la lampe est séparée en trois composantes primaires, R, V, B. Chaque composante est modulée par une valve à cristaux liquides, puis recombinée en sortie par l'optique de projection.

Le problème de la grande taille est résolu, mais se pose maintenant le problème de la connexion des électroniques de commande (jusqu'à 20 contacts au millimètre). Là aussi, des idées sont avancées, et on cherche à intégrer les circuits de commande directement sur le verre : cela peut se faire avec les mêmes transistors que ceux utilisés dans la matrice de commutation, donc sans complication technologique.

Les premiers prototypes sont sortis des laboratoires, et des projecteurs avec 500 lignes de définition ont déjà été démontrés.

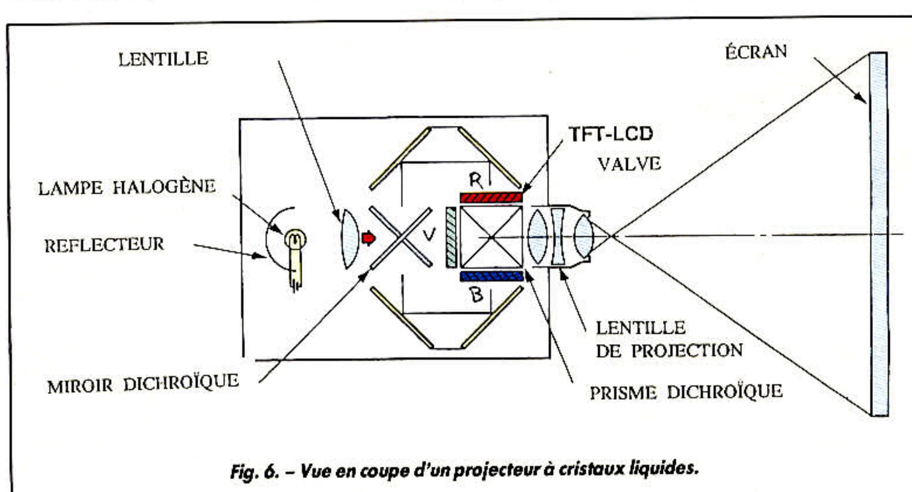


Fig. 6. – Vue en coupe d'un projecteur à cristaux liquides.

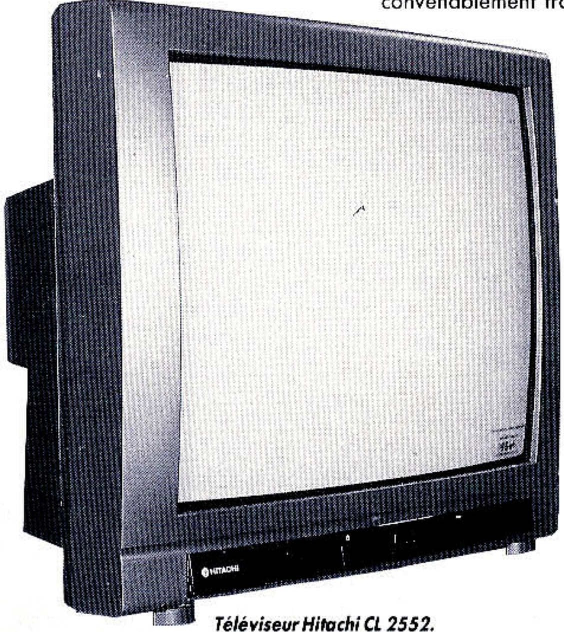
(Documentation : Thomson LCD)



Téléviseurs : techniques et tendances actuelles

**Devenus aujourd'hui l'élément central de toute installation audiovisuelle, les téléviseurs sont – depuis déjà un certain temps – considérés comme des moniteurs vidéo très perfectionnés.
Car, non contents de permettre l'exploitation des programmes TV français ou étrangers – appareils utilisés dans les zones limitrophes des pays voisins, ou adaptés à la réception de la télévision par satellites – ils se prêtent également à la visualisation de nombreuses autres sources d'images : TV par câble, camescopes, magnétoscopes, lecteurs de disques vidéo, micro-ordinateurs, vidéotexte...**

Sans compter que, entre-temps, ils ont dû s'adapter également à la restitution d'images répondant à des critères de qualité accrus. Ce qui est notamment le cas avec les camescopes et magnétoscopes travaillant en composantes séparées Y/C (S-VHS et Hi-8). En outre, dès à présent, ils se doivent de pouvoir convenablement traiter les signaux émis selon de nouveau standard D2-MAC Paquet, en attendant – dans un proche avenir – de s'adapter à la TVHD (télévision à haute définition) actuellement en cours de normalisation.
Cela, indépendamment de la part de plus en plus prépondérante donnée à la numérisation des signaux vidéo ainsi qu'à celle des diverses informations régissant le fonctionnement des téléviseurs.
Aussi, sans craindre de se tromper, peut-on dire que les téléviseurs actuels n'ont plus que de rares points communs avec leurs devanciers d'il y a seulement quelques années. Cela, au plan technique, précisons-le, car au niveau de l'esthétique et des grandes lignes directrices de leur con-



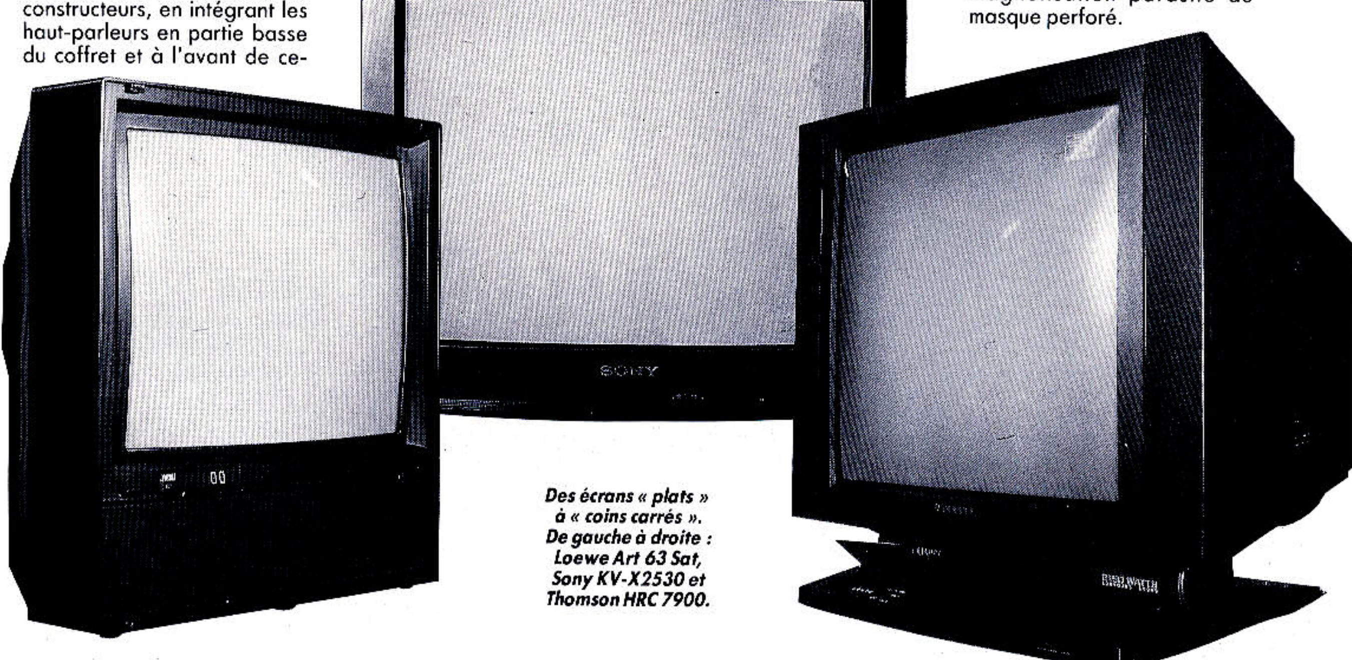
Téléviseur Hitachi CL 2552.


Téléviseur Blaupunkt M63109 VTM.

cèption, une certaine pérennité demeure, heureusement.

Esthétique et tubes-images

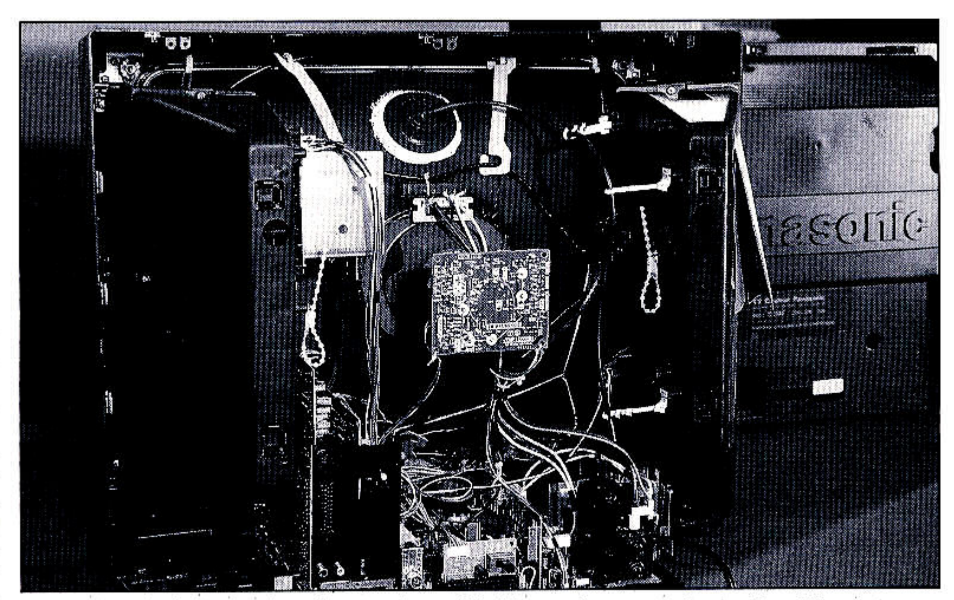
Fondamentalement, la présentation des téléviseurs d'aujourd'hui n'a que peu évolué, prisonnière qu'elle demeure de la conception des tubes-images, dont l'épaisseur n'a pu encore être réduite à celle d'un tableau accroché à un mur. Le concept du cube demeure donc à l'ordre du jour, avec cependant quelques concessions à certains critères d'esthétique.
C'est ainsi que la formule « moniteur », appelée autrefois « tout écran », est presque devenue la règle absolue, facilitée par la gestion de toutes les fonctions à partir de télécommandes à infrarouges souvent très sophistiquées.
Pour plaisante qu'elle soit, cette forme de présentation n'est toutefois pas sans inconvénients au niveau de la restitution des signaux audio. Car elle oblige en effet à positionner les haut-parleurs sur les joues latérales du coffret des appareils. Donc, perpendiculairement par rapport aux téléspectateurs. D'où une disparité image/son sensible quand le message sonore restitué est stéréophonique. Ce à quoi se sont efforcés de remédier les constructeurs, en intégrant les haut-parleurs en partie basse du coffret et à l'avant de celui-ci. Ou, mieux, en logeant les haut-parleurs dans de petites enceintes orientables, disposées sur les deux côtés du téléviseur. Une solution moins convaincante, cependant, au plan auditif, que celle de la formule « bicolonne » – les deux enceintes fixes étant intégrées au coffret et placées face aux téléspectateurs. Mais qui ne saurait toutefois rivaliser avec celle faisant appel à des enceintes externes pouvant être écartées du coffret du téléviseur, et permettant de la sorte de réaliser une base sonore élargie.
Seconde caractéristique visible des téléviseurs actuels, le recours systématique à des tubes-images dits « coins carrés », dotés d'écrans à faible courbure – d'où l'appellation d'écrans « plats » qui leur est donnée –, est un des traits dominants des appareils haut de gamme. De même que l'augmentation des diagonales d'écran égales ou supérieures à 70 cm, les modèles de 85 cm, 95 cm et même 117 cm figurant aux catalogues des marques les plus réputées.
Des technologies qui visent à augmenter l'agrément des images visionnées, en leur conférant, du point de vue subjectif, l'impression ressentie à la visualisation d'une image cinéma. Mais qui demeurent, pour le moment, fidèles au rapport 4/3 – qui est le format classique des images vidéo. Le passage au format élargi, correspondant au rapport 16/9, n'étant envisagé que d'abord pour les émissions en D2MAC Paquet puis, pour la télévision à haute définition, vers 1995, date du démarrage de la diffusion des programmes en HD-MAC, qui permettront la restitution d'images haute définition sur les téléviseurs « HD » 1 250 lignes/50 Hz, prévus pour l'Europe par le projet Eureka EU95.
En ce qui concerne la dalle de verre constituant la face avant des tubes-images, deux grandes familles, avec leurs différentes variantes, sont actuellement en présence. C'est ainsi que le profil de cette dalle peut correspondre soit à une portion de sphère – cas le plus fréquent –, soit à une portion de cylindre, développée dans un plan vertical, les efforts des constructeurs visant à l'obtention d'un bombé résiduel de la dalle aussi faible que possible. Ce à quoi parviennent effectivement les modèles « Planar » ou FST (Flat Square Tube), dont les écrans se rapprochent de très près d'une portion de surface plane.
Autre perfectionnement et non des moindres, le noircissement des zones de séparation entre surfaces de photophores de couleur contribue à l'amélioration du contraste des images restituées. Ce qui correspond aux appellations « Black-Line », « Black-Stripe », « Black-Trinitron » ou « Linytron Plus », les plus fréquemment utilisées. Ultime amélioration, l'emploi d'un masque perforé en Invar – dont le coefficient de dilatation est environ 14 fois plus faible que celui des masques classiques – permet de pousser plus avant les performances des tubes-images. Notamment au niveau de la luminosité, qui peut – sur ce type de tubes – être supérieure d'environ 20 % à celle des tubes-images standards, sans que l'on ait à craindre une quelconque déformation du masque sous l'augmentation de l'impact des faisceaux d'électrons. Une déformation inhérente à l'échauffement du masque, qui est loin d'être négligeable dans le cas des tubes-images ordinaires, et qui se traduit par un effet d'arc-en-ciel venant dénaturer de façon souvent sensible la pureté des couleurs reproduites. Et cela, de la même manière que si l'on avait affaire à une magnétisation parasite du masque perforé.



Des écrans « plats » à « coins carrés ». De gauche à droite : Loewe Art 63 Sat, Sony KV-X2530 et Thomson HRC 7900.



Entrées multiples et menus d'exploitation



Les « Prismes » de Panasonic renferment deux véritables enceintes acoustiques. Elles débouchent, vers l'avant, par des chambres de compression, d'où un encombrement en largeur réduit.

L'une des particularités des téléviseurs actuels est de permettre le raccordement à de nombreuses sources d'images : magnétoscopes, camescopes, micro-ordinateurs, consoles de jeu, vidéodisques, TV par câble, chaînes cryptées, tuner satellite, télétexte...

En ce qui concerne les magnétoscopes et les camescopes, la commercialisation de modèles travaillant en composantes séparées (S-VHS et Hi-8) a été à l'origine de la modification profonde des circuits de traitement des signaux vidéo utilisés sur les téléviseurs. Du moins sur les appareils les plus évolués, qui doivent être à même de fonctionner aussi bien en présence de signaux vidéo composites traditionnels, qu'à partir de signaux de luminance et de chrominance non multiplexés.

D'où la mise en œuvre d'un nouveau type de prises « mini-DIN » à quatre broches (Ushiden), permettant l'entrée séparée des composantes de luminance (Y) et de chrominance (C), spécifiques des nouveaux formats de camescopes et de magnétoscopes S-VHS et Hi-8. Prises dites « S », qui doivent toutefois être complétées par des prises audio (CINCH), destinées à l'acheminement des signaux sonores stéréophoniques accompagnant les signaux vidéo Y/C.

Sauf, lorsque les constructeurs ont prévu de confier à une classique prise péritélévision – qui doit alors être commutable – les signaux Y/C et audio émanant de sources de signaux vidéo en composantes séparées. Ce qui simplifie bien évidemment les divers branchements, le simple fait de raccorder la fiche « Péri » (ou « Scart ») à la prise correspondante du téléviseur, assurant la simultanéité de tous les raccordements.

Ce qui vaut également dans le cas où le téléviseur dispose de deux prises péritélévision, à usage différencié, la première servant notamment au branchement d'un décodeur « Canal + » et la seconde étant réservée au raccordement aux sources classiques de signaux audio/vidéo. Et notamment celles correspondant aux appareils S-VHS et Hi-8.

Parfois, enfin – mais la chose est plus rare –, le téléviseur dispose, en face avant, de prises d'entrées audio/vidéo, très pratiques pour raccorder rapidement un camescope. Dans ce domaine, les solutions ne sont pas standardisées, et c'est dommage. C'est ainsi que l'on peut trouver seulement – mais c'est déjà fort bien – deux prises CINCH pour signaux vidéo composites et signaux audio « mono ». Certains constructeurs vont parfois un peu plus loin avec une mini-DIN « S » pour les signaux vidéo en composantes séparées Y/C et deux prises CINCH pour les signaux audio « stéréo ». Et même une prise CINCH supplémentaire pour les signaux vidéo composites. Ce qui constitue encore une exception, comme l'est également la possibilité de copie – par exemple entre un camescope et un magnétoscope – reliés à un téléviseur disposant de deux prises de raccordement péritélévision.

Etant donné le degré de sophistication atteint par la plupart des téléviseurs de la dernière génération, bon nombre de fabricants ont été amenés à proposer une assistance visuelle sur écran aux utilisateurs. En principe réservée aux modèles haut de gamme, cette assistance est concrétisée par des menus d'exploitation, et, parfois, par des pictogrammes destinés à faciliter l'emploi de ces appareils.

Dans ce domaine, certains constructeurs vont d'ailleurs assez loin, proposant les menus dans un choix de quatre à cinq langues différentes. Menus se subdivisant le plus souvent en un menu de « mise en service », affecté à la mémorisation des chaînes TV pouvant être captées, et en un « menu principal » régissant les différents réglages de l'image (luminosité, contraste, couleur) et du son (niveau, grave, aigu, « balance »).

Classiquement, le menu de « mise en service » offre la possibilité de programmer sur écran le numéro de canal, celui de la chaîne à recevoir, le standard TV (appareils multisystèmes) et, parfois, le nom de la station captée.

En général, l'utilisateur a le choix entre la recherche automatique des canaux à mémoriser et la programmation directe de ceux-ci, quelquefois remplacée par l'entrée en valeurs réelles des fréquences correspondantes sur les appareils les plus récents, offrant davantage de souplesse en matière de précision des réglages. Ce qui suppose toutefois que l'on ait à sa disposition une table de concordance canal/fréquence.

Pour les réglages de l'image et du son prévus à l'aide du « menu principal », l'assistance se traduit en général par des bargraphes de couleur matérialisant l'action exercée sur les commandes correspondantes.

Ce qui est davantage « up to date » que les classiques afficheurs à segments lumineux, situés hors écran, qui se prêtent à la formulation alphanumérique d'un certain nombre d'informations. Lesquelles, bien qu'étant reproduites en abrégé, s'avèrent cependant fort commodes en pratique, étant donné qu'elles peuvent être consultées en permanence sans risque de surcharger les images visionnées, puisque ces informations apparaissent en dehors de celles-ci.

Canaux, normes et standards de réception

Prenant chaque jour davantage d'ampleur, la retransmission des programmes TV sur

réseaux câblés a conduit les fabricants de téléviseurs à étendre sensiblement le nombre des canaux de réception pouvant être captés par les tuners de ces appareils. C'est ainsi que, aujourd'hui, un téléviseur se doit notamment – s'il veut être à la pointe du progrès – de recevoir les canaux se situant dans l'« Interbande » et dans l'« Hyperbande », ces différences d'appellation étant fonction des gammes de fréquences concernées : VHF (Very High Frequencies) dans le premier cas, et UHF (Ultra High Frequencies) dans le second.

Une distinction s'impose toutefois entre un téléviseur destiné au marché français ou, au contraire, prévu pour les autres pays d'Europe. En effet, dans le cas d'un appareil dont l'emploi est uniquement envisagé dans les limites de l'Hexagone, son tuner peut se contenter de couvrir les canaux B à Q (Interbande CCETT), les canaux 70 à 86 (Interbande DGT), ainsi que les canaux F21 à F34 (Hyperbande) et F35 à F57.

Si l'appareil doit, en plus, pouvoir être utilisé hors des frontières nationales, il devra en outre assurer la réception des canaux S1 à S20 (Interbande) et S21 à S41 (Hyperbande) attribués à la CATV (Community Antenna Television) respectivement conformes aux caractéristiques des normes B et G, distinctes, rappelons-le, des normes françaises L et L'.

Si l'on considère maintenant les canaux de réception TV classiques, répartis dans les gammes VHF et UHF, le tuner du téléviseur devra permettre la couverture des canaux L2 à L4, L5 à L10 et 21 à 69 (normes françaises L et L') et, en plus, celle des canaux E2 à E4, E5 à E12 et 21 à 69 (normes européennes B et G) s'il s'agit d'un appareil bistandard PAL/SECAM.

Cela afin, notamment, de tenir compte des caractéristiques de transmission, et plus particulièrement du type de modulation (positive ou négative) des signaux image, de l'écart interporteuses son et image, de la modulation audio (AM ou FM), ainsi que de la largeur des canaux et de la bande passante vidéo.

Evoquée ci-dessus, la notion de téléviseur bistandard qui – il y a seulement quelques années – était en quelque sorte considérée comme une exception est, aujourd'hui, devenue monnaie courante. Si bien que, dans le cadre du marché national – et sauf de très rares exceptions –, pratiquement tous les appareils actuellement commercialisés sont prévus pour la réception des programmes aux normes à la fois B/G (Europe) et L/L' (France) et pour l'exploitation des standards de couleurs PAL et SECAM correspondants.

Certains téléviseurs vont cependant plus avant, permettant, entre autres, le traitement des signaux vidéo codés selon le standard de télévision NTSC/3,58, utilisé principalement aux USA et au Japon. Et dont il existe – toujours à l'échelle de l'Europe – une variante, le NTSC/4,43, spécifique des émissions – ainsi que des enregistrements vidéo – réalisées à l'intention des forces armées stationnées dans l'ex-RFA.

Quand cette compatibilité de fonctionnement est uniquement assurée au niveau de la section vidéo pour les trois standards de couleurs PAL, SECAM et NTSC, on a alors affaire à ce que l'on appelle un téléviseur « multistandard ». Ce qui est suffisant pour assurer, en liaison avec un magnétoscope adapté au standard correspondant, la lecture de vidéocassettes enregistrées en PAL, SECAM ou NTSC.

Semblable appareil ne peut toutefois capter, par l'intermédiaire de son tuner, les programmes TV correspondant aux normes M, caractérisant notamment les modulateurs RF de camescopes ou de magnétoscopes prévus pour le NTSC.

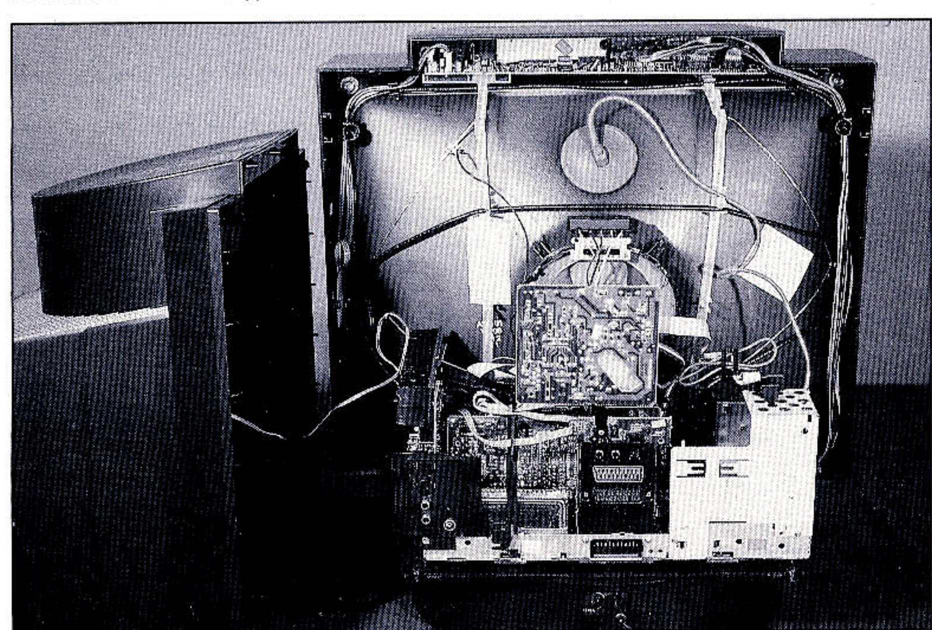
Dans ce cas, un téléviseur « multisystème » – autrement dit, « multinorme » et « multistandard » –, donc doté d'un tuner adéquat et de circuits adaptés, s'avère évidemment indispensable pour assurer une véritable universalité de fonctionnement. Inutile de souligner que de tels téléviseurs sont loin d'être aussi répandus que les classiques B/G et L/L', et éventuellement I (Royaume-Uni) ou D/K (pays de l'Est).

Traitement numérique des signaux et balayage 100 Hz

Très au goût du jour, le traitement numérique des signaux se manifeste visuellement, sur les téléviseurs les plus sophistiqués, par un certain nombre d'effets, dont le plus connu est le « P.I.P. » (Picture In Picture) permettant l'incrustation d'une image secondaire de petites dimensions dans l'image principale occupant toute la surface de l'écran.

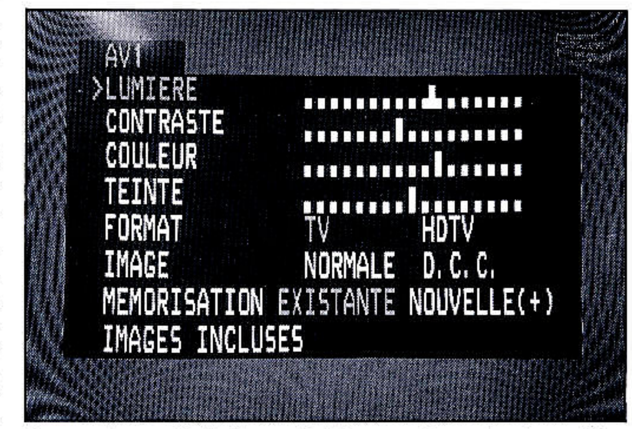
Cette image secondaire peut avoir deux origines : soit une source vidéo externe (camescope, magnétoscope, caméra TV), soit le téléviseur lui-même. Et si celui-ci est équipé d'un double tuner, il devient alors possible de suivre simultanément deux programmes TV.

Ce type de visualisation ne doit pas être confondu avec un autre mode d'incrustation, basé sur la mise en œuvre d'une mémoire de trame, permettant de faire apparaître à l'écran une succession d'images fixes (neuf ou douze en général) se présentant sous l'aspect d'un damier. Un effet désigné sous le nom de « Multi-Screen » ou de « Program-Scan » et qui correspond au « Zapping » des dif-



Blaupunkt : en haut, réception des ordres de télécommande et clavier ; en bas, le piètement pivotant. Le moulage dans la partie supérieure du coffret abrite un haut-parleur de grave de 20 cm.

férents programmes captés par le tuner du téléviseur, et dont le renouvellement peut s'effectuer à une cadence plus ou moins rapide.
L'action de la mémoire de trame ne se limite évidemment pas à cette seule manifestation. C'est ainsi qu'on peut l'utiliser pour « geler » temporairement les informations correspondant à une image vidéo, de façon à réaliser un arrêt sur image.
Compte tenu du stockage effectué par la mémoire de trame au niveau des signaux vidéo, toutes sortes d'autres interventions sont également possibles. Dont l'effet « Zoom » (grossissement ×2, X 4 ou × 6 de la portion centrale de l'image), ou l'effet « Strobo », qui consiste en une décomposition plus ou moins rapide du mouvement. Ainsi, bien entendu, que les effets « Mosaïque » ou « Point » (Solarisation), destinés à agrémenter les images visionnées.
Cet aspect « gadget » ne doit pas faire pour autant oublier d'autres applications bien plus intéressantes des mémoires de trame. Notamment quand celles-ci sont utilisées pour améliorer sensiblement la qualité des images observées, en éliminant certaines imperfections. Et plus particulièrement le scintillement de lignes, le papillotement de trames et l'effet stroboscopique constaté au niveau de certains mouvements.
Tous ces phénomènes peuvent être éliminés en doublant la vitesse de balayage, en portant le nombre de lignes analysées à 625 par intervalles de 20 ms. Ce qui revient à afficher deux fois de suite la même image de trame dont le balayage va donc devoir s'effectuer en seulement 10 ms.
D'où la nécessité de stocker dans une mémoire de trame tous les signaux constitutifs d'une image, et notamment ceux ayant trait à la synchronisation. Grâce à quoi c'est donc une image composée de 625 lignes que l'on va obtenir tous les 1/50e s et non tous les 1/25e s comme dans le cas du balayage classique.
C'est là la caractéristique essentielle du balayage à 100 Hz, réservé pour le moment à quelques téléviseurs « haut de gamme », dont la fréquence de balayage ligne est donc doublée (625 × 50 = 31 250 Hz) par rapport au balayage entrelacé traditionnel (625 × 25 = 15 625 Hz).
Avec, pour conséquences principales, une meilleure définition verticale (celle-ci est en fait doublée), une luminosité de l'image supérieure, et, surtout, la quasi-impossibilité de distinguer les lignes de balayage horizontal, et la disparition de tout effet de papillotement, complètement « lissé » par la persistance rétinienne.



Un menu de contrôle de l'image dû à Thomson. Remarquer la possibilité de choisir entre format 3/4 (TV) ou 16/9 (HDTV).

Réception satellite et D2-MAC

Bien que celle-ci soit maintenant entrée dans les mœurs, la réception des programmes TV retransmis par satellites – que ceux-ci soient des satellites de télécommunications à faible puissance ou des satellites de télévision directe à plus forte puissance – est loin d'avoir convaincu les fabricants de téléviseurs d'incorporer les modules de réception adéquats dans leurs appareils.
Conséquence pratique, la réception des programmes TV de télévision par satellites passe obligatoirement par la mise en œuvre d'un tuner-démodulateur spécifique, externe au téléviseur, et relié à ce dernier soit par l'intermédiaire de son câble d'entrée antenne, soit au moyen de la classique prise de péritélévision.
Etant donné la multiplicité des programmes de TV par satellites actuels, il est très fréquent que ce tuner-démodulateur soit associé – voire combiné – avec un positionneur d'antenne contenant en mémoire les paramètres de réception des principaux satellites pouvant être captés. Du moins en est-il ainsi dans le cas de l'utilisation d'unités externes (antenne parabole, convertisseur, sélecteur de polarisation) dont l'orientation en azimut et en site est prévue pour être télécommandée à partir d'un tel positionneur.
Semblable équipement risque toutefois de s'avérer insuffisant pour la réception de certains programmes TV cryptés, ou répondant aux normes du nouveau standard D2-MAC Paquet (MAC = Multiplex of Analog Components : multiplexage analogique de composantes), il faut encore prévoir un décrypteur ou un décodeur adapté.
Pour ce qui est des émissions s'effectuant en D2-MAC Paquet, divers constructeurs ont prévu d'intégrer le décodeur correspondant dans certains modèles de téléviseurs haut de gamme, au même titre que les décodeurs pour télétexte. Un tel décodeur est en effet indispensable pour exploiter les différents types de signaux correspondant à l'acheminement des images et des sons des programmes de télévision qui, dans le cas du D2-MAC Paquet s'effectue selon un **multiplexage temporel.** Et non plus selon un **multiplexage fréquentiel**, comme c'est le cas pour les standards TV classiques.
Ce qui s'explique par le fait que les différents signaux de luminance, de chrominance et de synchro ne se trouvent plus imbriqués **les uns dans les autres** – comme on peut le constater avec les signaux vidéo composites –, mais acheminés **les uns après les autres** (avec intégration, entre autres, des signaux audio) dans l'intervalle de temps correspondant à la durée d'une ligne de balayage.
C'est ainsi que les diverses lignes de balayage sont formées de trois « paquets » de signaux – d'où l'appellation donnée au standard D2-MAC – constitués, tout d'abord, par un « Burst » de données numériques regroupant la « synchro », les signaux audio et diverses informations. Suivent ensuite les signaux de chrominance, puis les signaux de luminance. Cela, après avoir subi au préalable une compression temporelle (3/1 pour la chrominance et 1,5/1 pour la luminance) indispensable pour parvenir à loger les trois « paquets » de signaux dans la durée d'une ligne de balayage.
Avec, pour résultat, une amélioration de la qualité des images inhérente à la suppression du mélange entre les signaux de luminance et de chrominance. Celle-ci allant de pair – ce qui est une des principales caractéristiques du standard D2-MAC – avec la mise en œuvre d'un son numérique de qualité, pouvant être constitué de deux voies « stéréo » HiFi ou de huit voies « mono » autorisant notamment le doublage son des images retransmises, dans autant de langues différentes. Ce qui, dans l'avenir, sera un des traits dominants des programmes TV retransmis par satellites.

C.D.

Images de haute qualité en 625 lignes et 5 MHz par correction des contours

Un souligné nettement visible des contours d'une image lui confère un aspect flatteur souvent préféré à une image techniquement fidèle. Si l'on prend une image diapositive défocalisée et qu'on la superpose à une image ne comportant qu'un souligné des contours, on obtiendra une image plus piquée que l'image issue de la caméra. En variant l'amplitude du souligné en fonction de la fréquence du signal vidéo, on obtiendra une définition améliorée d'une image débruitée.
La défocalisation diminue le bruit, et le sougligné des contours augmente la définition. Il est donc possible de produire des images de haute qualité en 625 lignes avec 400 points séparables dans le sens vertical et 530 points séparables dans le sens horizontal à l'aide des corrections d'ouverture et de contours que nous exposons par la suite.
Cette haute qualité était visible dans la transmission du film de Bernard Toublanc-Michel « Plus folle que reine » diffusé le 27 juillet 1990 à 21 h 50 sur FR3. Images débruitées, contours très soulignés et gamma parfaitement corrigé étaient les qualités de ce film.

Correction d'ouverture

L'intérêt d'une image « défocalisée » par correction d'ouverture est considérable en ce qui concerne la réduction du bruit. Pour réaliser l'image « défocalisée » à partir de l'image « nette » de la caméra, il suffit de prendre pour valeur de la brillance d'un point de l'image la moyenne des valeurs des brillances des points d'une certaine plage de l'écran autour du point à défocaliser.
Ce procédé peut être réalisé à l'aide de la sommation de trois lignes successives suivie d'une sommation de trois points d'image successifs, conformément au schéma de la figure 1(c) que nous analyserons par la suite.
La figure 1(b) montre une transition du signal N dans le cas d'une image nette provenant de la caméra.
En défocalisant le signal N à l'aide de la sommation des valeurs des brillances des points situés autour du point central, on obtient le signal D d'une image défocalisée, donc débruitée. Le circuit de la figure 1(c) se comporte comme un filtre passe-bas produisant l'effet de défocalisation dans le sens vertical et dans le sens horizontal.

Correction de contours

Si l'on prend le signal D défocalisé, donc débruité, et qu'on le superpose au signal N de la caméra, on observera un souligné des contours par la superposition de ces deux signaux représentée par le signal N-D en figure 1(b). Le souligné des contours (N-D) est ensuite superposé au signal défocalisé D.
Inversons le signal D et superposons le signal inversé + D à celui des contours N-D.
Cette superposition se traduit par l'apparition du signal D + (N + D). En doublant le signal N + D, on obtient finalement le signal D + 2 (N + D) de la figure 1(a). Ce signal produit une image très piquée par le souligné des contours dont l'amplitude peut être variée suivant les films et les sous-titres.
L'emploi du signal défocalisé dans la superposition + D + (N – D) se traduit par une image à transitions nettes avec souligné des contours et parfaitement débruitée. Ces procédés de correction d'ouverture et de contours ont été réalisés dans la caméra TTV 1515 Thomson-CSF.

Nombre de points séparables

La résolution dans le sens vertical est limitée par le nombre de lignes d'analyse. Le nombre de points séparables est égal à 0,7 fois le nombre de lignes visibles d'image, soit 0,7 × 570 = 400 en 625 lignes (0,7 facteur de Kell). 400 points verticaux correspondent dans un système homogène à

$$400 \times \frac{4}{3} \simeq 530$$

points horizontaux, c'est-à-dire à 5 MHz environ. Le nombre total de points d'analyse est égal à 212 000.
L'analyse de l'image de la plupart des téléfilms actuels ne permet pas de reproduire ce nombre de points.
Il y a encore beaucoup à faire dans ce domaine si l'on veut

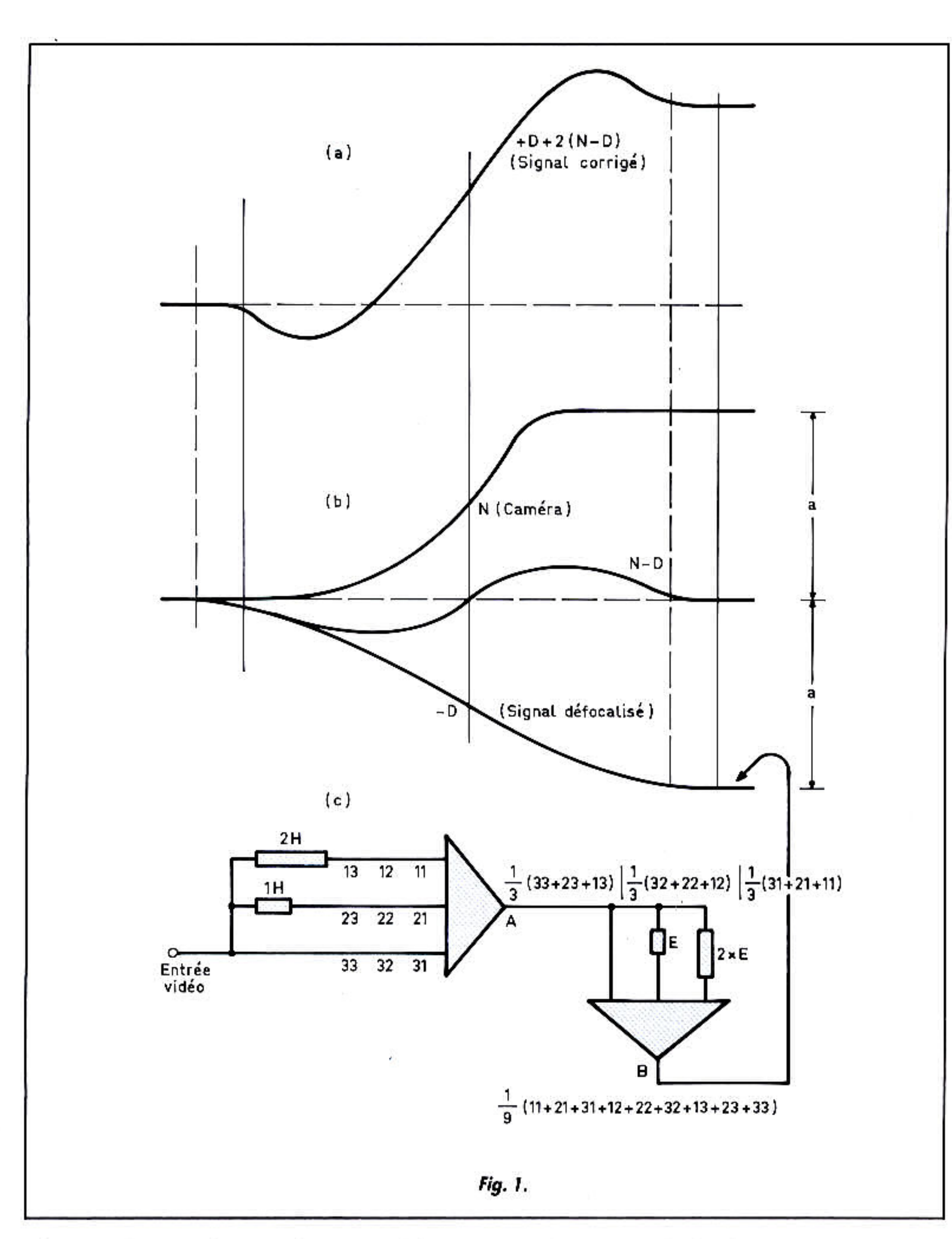


Fig. 1.

obtenir du 625 lignes de haute qualité, comparable à celle du film de Bernard Toublanc-Michel.

Défocalisation

A l'aide des lignes à retard H = 64 µs et 2H = 2 × 64 µs, on obtient simultanément trois lignes d'analyse successives de l'image, soit une ligne à chaque entrée de l'ampli opérationnel. On fait la moyenne au point A, figure 1(c). On retarde deux fois ce signal moyen d'une durée E correspondant à un élément horizontal d'image. On obtient simultanément trois points d'analyse successifs du signal moyen.

On fait la moyenne de ces trois points, figure 1(c). On obtient au point B la valeur moyenne des neuf points formant le quadrilatère dont le point d'analyse à un temps donné est le centre.

En temps du point 33, on obtient en sortie B la valeur « défocalisée » du point central 22.

On peut résumer le fonctionnement du « défocalisateur » de la figure 1(c) en admettant d'abord que seul le point 33 représente un blanc. En sortie B, on retrouve ce même point blanc et simultanément un point noir 32 provenant du retard E qui représente la durée d'un élément horizontal d'image, ainsi que la présence d'un second point noir 31 provenant du retard 2 × E. Ces trois points 33, 32 et 31 se produisent dans une même ligne.

Supposons ensuite la présence simultanée d'un autre point blanc 23 dans la ligne précédente qui a été retardée de 64 µs = 1H. Ce second point blanc 23 sera présent en sortie B. En même temps, un point noir 22 provenant du retard E et un second point noir 21 provenant du retard 2 × E sont présents en sortie B.

Supposons encore l'apparition simultanée d'un 3e point blanc 13 en sortie de la ligne à retard 2 × H et provenant d'une ligne qui a précédé celle retardée de 1 × H. On retrouve ce point blanc en sortie B, et simultanément deux points noirs 12 et 11.

Remplaçons tous les points noirs par des points de brillance différente. On obtient en sortie B, en temps du point 33 à l'entrée, les points 33, 32, 31, 23, 22, 21, 13, 12, 11. L'ensemble de ces neuf points représente un point défocalisé qui est le point central 22.

Pour un signal sinusoïdal on trouve l'expression mathématique de la moyenne des neuf points :

$$Ed = \frac{1}{9}[(1 + 2\cos\omega H)(1 + 2\cos\omega.E)]\sin\omega t$$

La réponse est celle d'un filtre en peigne avec un maximum pour $\cos\omega.H = 1$.

$\omega = 2\pi f$
$\omega \times H = 2.\pi.f.H$
$H = 1/F_L$

F_L est la fréquence ligne. A chaque harmonique de F_L, l'amplitude passe par la « dent du peigne ». Le bruit se trouve réduit (− 4,8 dB). L'intérêt du signal de l'image « défocalisée » est donc considérable. Le signal D est montré en figure 1(b).

R. Aschen

Bibliographie

***Le système de correction de contours et de traitement des détails d'image*, par M. Longuet et J.-M. Gaucheron. Revue technique de radiodiffusion et de télévision n° 28.**

***Principes des systèmes de télévision couleur*, par R. Aschen. Le Haut-Parleur nos 1779 et 1780.**

***Vers la télévision à haute définition* par C. Pannel. Le Haut-Parleur n° 1770.**

Réalisation d'un ohmmètre 0,1 Ω - 1 000 MΩ

Comme la plupart des ohmmètres qui figurent sur la table des amateurs ne comportent que des possibilités de mesure limitées, disons de quelques ohms à 10 ou 20 MΩ, à condition de ne pas être exigeant sur la précision, en haut comme en bas d'échelle, nous avons été intéressés par un article sur le sujet paru dans *Ham Radio* il y a quelques années, article qui répondait parfaitement à nos désirs, puisque les possibilités de l'appareil décrit permettent d'apprécier le dixième d'ohm en bas d'échelle et les 1 000 MΩ à lecture maximale.

Le fonctionnement du circuit est simple et la figure 1 permet d'en suivre la description : une source régulée de 1,22 V est appliquée à la résistance à mesurer, à travers une résistance série, sélectionnée par un contacteur à 7 positions, qui correspondent aux 7 gammes de mesure. La chute de tension aux bornes de la résistance à mesurer est appliquée à l'entrée d'une section d'un ampli opérationnel de type bi-fet LF 353, dont la résistance d'entrée est de l'ordre de 1 000 MΩ. Le second étage présente un gain légèrement supérieur à l'unité, ce qui permet de lire à pleine échelle, lorsque les deux bornes de mesure sont « en l'air ».

Avec une résistance à mesurer, le courant qui traverse l'appareil de mesure diminue d'autant plus que la valeur de la résistance est plus basse, tombant rigoureusement à zéro si les deux bornes sont en court-circuit. Du reste, les résistances ajustables (R_{12} pour la remise à zéro et R_{13} pour le haut de l'échelle) permettent la mise au point de la lecture en court-circuit et en circuit ouvert.

L'alimentation est stabilisée à partir d'un transformateur à secondaire 12 V et point milieu, redressement par un pont de 4 diodes 1N4001, régulation par une diode Zener dans chaque branche et stabilisation de la tension + 1,22 V par un LM 317T. Dans la pratique les valeurs des éléments sont les suivantes (voir encadré ci-contre) :

La plus grande partie des composants, mis à part R_{13} et le commutateur de sensibilité, est assemblée sur un circuit imprimé conforme à la figure 2 pour le tracé et à la figure 3 pour la disposition des éléments. La partie proprement alimentation et stabilisation, c'est-à-dire le transformateur T_1, le pont de résistances D_1, D_2, D_3, D_4 et le régulateur LM 317T, est assemblé, sans disposition particulière, sur un petit châssis annexe dont la masse est reliée au point zéro de l'ohmmètre.

Un point particulier encore – et très important –, l'isolement de la broche n° 3 du circuit intégré, en ce qui concerne la mesure des résistances de valeurs élevées. Si l'on devait ramener cette broche n° 3 à la pastille correspondante du circuit imprimé, comme on le

NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

C_1 : 0,1 µF
C_2 : 0,1 µF
C_3 : 1 000 µF
C_4 : 1 000 µF
C_5 : 0,1 µF
C_6 : 0,1 µF
C_7 : 100 nF type X
D_1, D_2, D_3, D_4 : 1N4001
Z_1, Z_2 : Zener 5,1 V-400 mW
D_5 : 1N914
mA : 100 µA
Int : contacteur 7 positions (galette)
T : transfo miniature 12 V, 1,2 A point milieu

R_1 : 10 Ω
R_2 : 100 Ω
R_3 : 1 kΩ
R_4 : 10 kΩ
R_5 : 100 kΩ + 1 kΩ
R_6 : 1 MΩ + 100 kΩ + 10 kΩ
R_7 : 10 MΩ
R_8 : 2,2 MΩ
R_9 : 1,8 kΩ
R_{10} : 4,7 kΩ
R_{11} : 10 kΩ
R_{12} : pot. ajust. 25 kΩ
R_{13} : linéaire 5 kΩ
R_{14} : 560 Ω
R_{15} : 560 Ω
R_{16} : 47 Ω

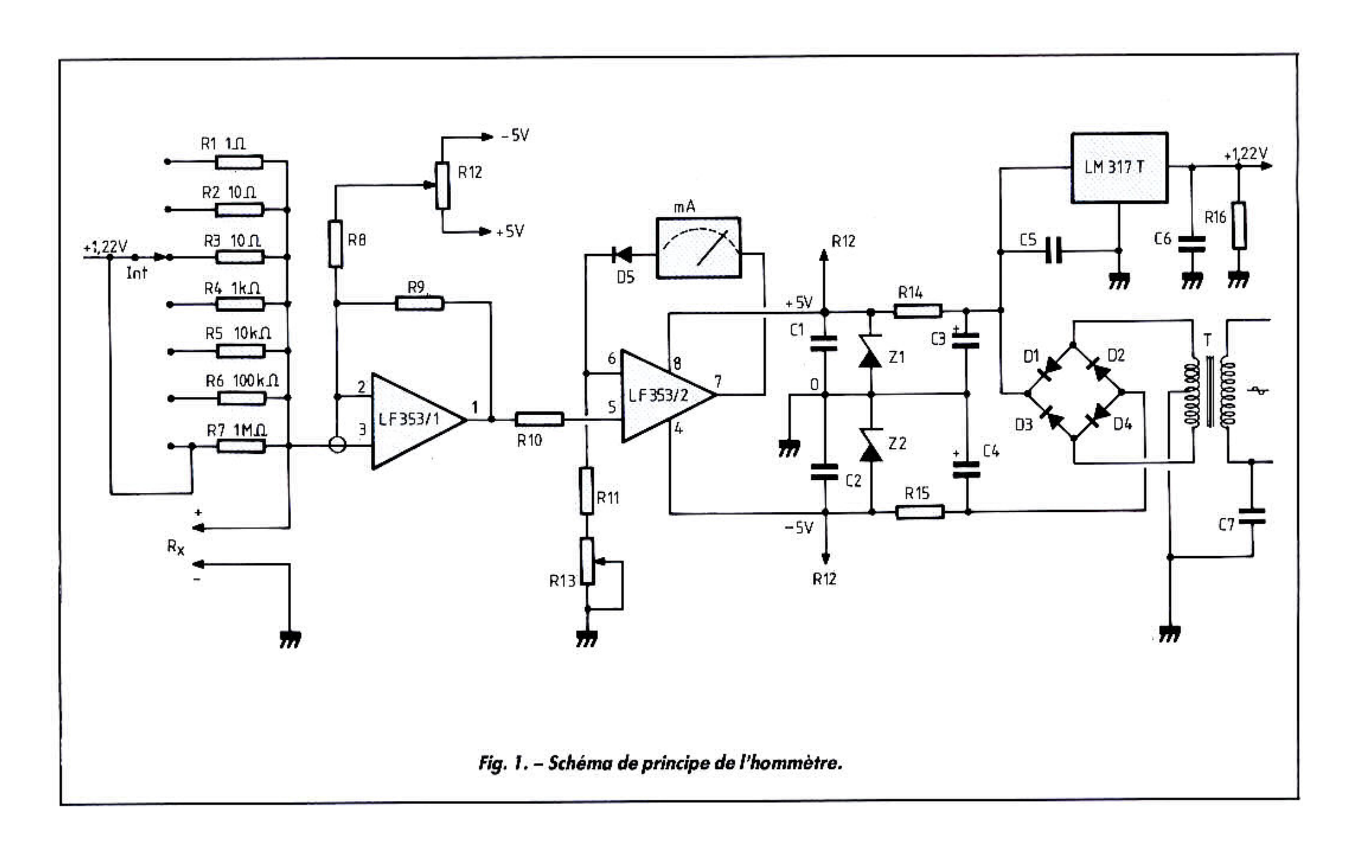
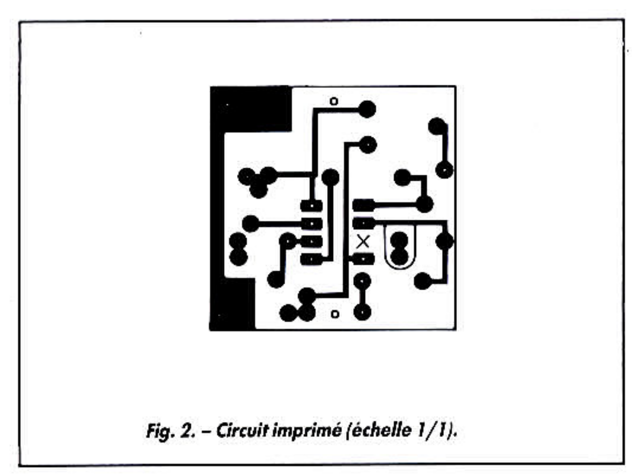


Fig. 1. – Schéma de principe de l'hommètre.


Fig. 2. – Circuit imprimé (échelle 1/1).

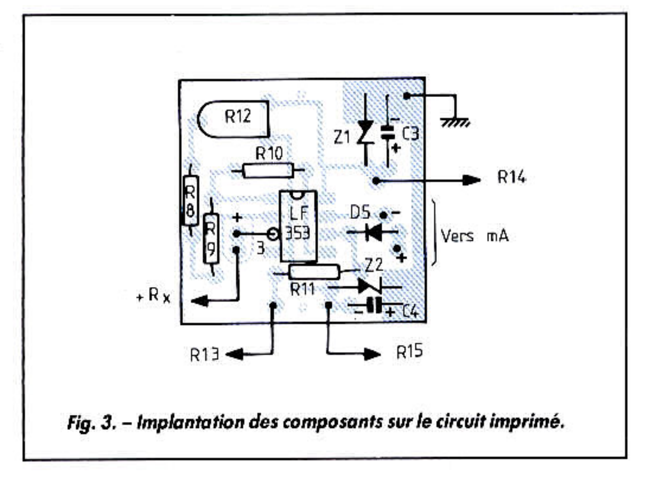


Fig. 3. – Implantation des composants sur le circuit imprimé.

fait communément, la résistance de fuite, en parallèle sur l'entrée, se trouverait en parallèle sur la résistance à mesurer, d'où une cause d'erreur d'autant plus importante que le support du circuit imprimé est de moindre qualité. Pour y remédier, la borne d'entrée 3 est « en l'air » à travers un trou de 4 mm de diamètre, percé dans la platine, dont le centre est figuré par une croix sur le dessin du circuit imprimé. Cette broche en l'air est reliée à un plot relais à deux trous du circuit imprimé, duquel part la connexion à la borne d'entrée R_X. Ce plot se trouve isolé du reste du circuit par une fine boucle qui aboutit au niveau de la broche 2, bien que celle-ci ne soit pas le point d'impédance le plus faible.

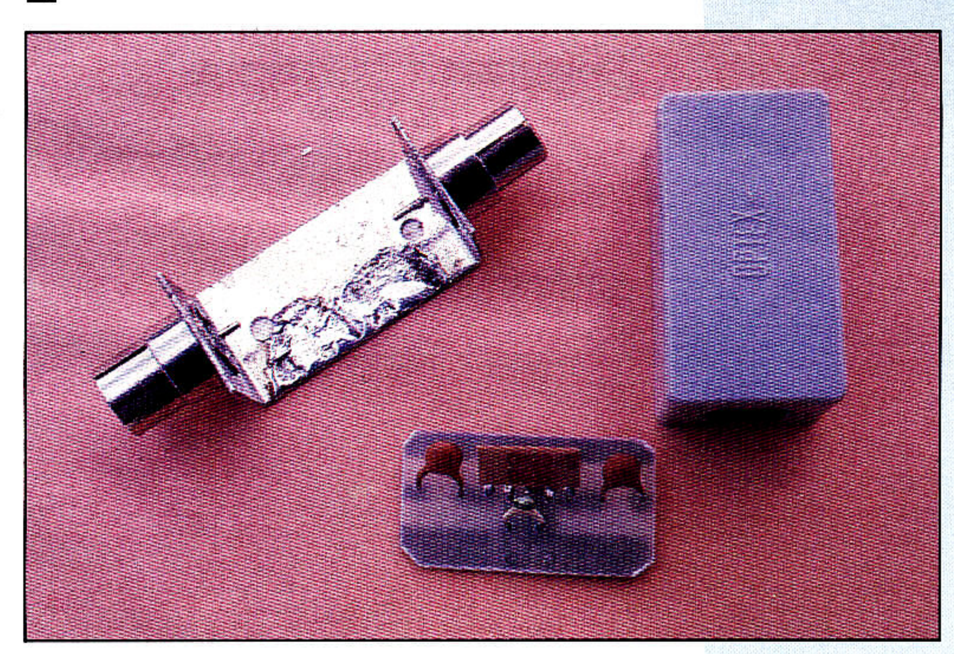
L'étalonnage du micro-ampèremètre n'est pas linéaire. En milieu d'échelle, la lecture correspond à la valeur des résistances de R_1 à R_7. Pour terminer par l'étalonnage, ajuster nécessairement R_{12} puis R_{13} pour un zéro parfait et une déflection totale en bout d'échelle, puis connecter en R_X des résistances connues de valeur aussi précise que possible. Si à partir de la sensibilité 1 MΩ l'aiguille de l'appareil de mesure vibre lorsque l'entrée est libre, retourner la prise de courant. A l'inverse, sur la sensibilité 1 Ω, on se souviendra que les fils qui vont aux pointes de touche présentent une résistance non négligeable qu'il est facile d'apprécier lorsque le zéro est établi en court-circuitant l'entrée R_X.

Voilà un appareil utile, qui intéressera ceux qui aiment la mesure et veulent s'en donner les moyens.

Robert PIAT (F3XY)



Un amplificateur d'antenne pour télévision



A quoi ça sert ?

Si la réception des trois chaînes nationales reste relativement facile dans de nombreuses régions, ce n'est pas le cas des dernières-nées que sont la Cinq et la Six, généralement dotées d'émetteurs de moindre puissance que leurs grandes sœurs installées parfois sur des sites moins bien dégagés.

Lorsque la réception est possible mais reste entachée de souffle (sonore et visuel), l'ajout d'un préamplificateur d'antenne permet bien souvent d'améliorer nettement la situation. Ne nous faites toutefois pas dire ce que nous n'avons pas écrit : si vous ne recevez rien, l'amplificateur ne peut rien pour vous, bien évidemment.

Le schéma

Il existe de nombreux schémas d'amplificateurs d'antenne pour TV qui se valent tous plus ou moins sur le papier. En effet, ce qui fait la qualité d'un tel montage n'est pas tant le schéma adopté que la façon dont le montage est réalisé : on ne manipule pas des signaux très faibles à 800 MHz comme de vulgaires signaux BF.

Afin de vous offrir toutes les chances de succès, ce qui ne peut être assuré avec une méthode traditionnelle, nous avons fait appel à un module hybride relativement courant et, surtout, peu coûteux : l'OM 2045 de RTC/Philips. Ce minuscule boîtier un peu difforme contient un amplificateur à transistor réalisé en technologie hybride présentant un gain de 12 dB de 40 à 860 MHz. Toutes les gammes TV sont donc couvertes, ainsi que la bande FM.

La mise en œuvre du circuit est fort simple puisque, hormis un condensateur d'entrée et un de sortie, il ne faut rien d'autre. La self et le condensateur de 10 nF ne servent en effet que de découplage d'alimentation.

Cette dernière doit se faire sous 12 V avec un débit d'au moins 12 mA. Le schéma adopté est très classique et n'appelle aucun commentaire particulier. Le régulateur n'a pas besoin de radiateur, vu la faible puissance fournie. Une sortie est prévue pour une LED, que vous câblerez ou non selon l'endroit où vous installerez cette alimentation.

Le montage

Pour une plus grande efficacité, il est préférable de monter l'amplificateur le plus près possible de l'antenne. Pour ce faire, nous avons acheté en grande surface un filtre d'antenne TV le moins cher possible, dont nous n'avons gardé

Un amplificateur d'antenne pour télévision

que le boîtier qui présente l'avantage d'être muni de deux prises coaxiales TV soudées (voir photo). Nous y avons logé le minuscule circuit imprimé de l'amplificateur.
La liaison à l'antenne et au câble de descente a bien évidemment lieu grâce aux prises montées sur ce boîtier. Pour ce qui est de l'alimentation, celle-ci est placée dans un boîtier plastique installé à l'abri sous le toit. Elle est reliée à l'amplificateur par un simple morceau de scindex fin qui chemine le long du coaxial.
Le fonctionnement du montage est immédiat si aucune erreur de câblage n'a été commise. A ce sujet, veillez à bien repérer le positionnement de l'OM 2045. Lorsque vous tenez le circuit, marquage vers vous et pattes vers le bas, sa patte 1 est à votre droite. Attention également, lors de la mise en place du circuit imprimé dans son minuscule boîtier, à ne pas confondre entrée et sortie. L'entrée est sur la patte 1 de l'OM 2045.

Nomenclature des composants

Semi-conducteurs

IC_1 : OM 2045 de RTC ou Philips
IC_2 : 7812 en boîtier TO 220 (régulateur + 12 V 1 A)
D_1, D_2 : 1N 4002 ou 1N 4007
LED_1 : LED quelconque (facultative)

Résistance 1/4 W 5 %

R_1 : 1 kΩ (inutile si pas de LED)

Condensateurs

C_1 : 1 000 µF 25 V axial
C_2 : 4,7 µF 25 V
C_3, C_4 : 10 nF céramique
C_5, C_6 : 330 pF céramique

Divers

L_1 : self moulée 4,7 µH
TA : 220 V 2 fois 12 V, 1,2 VA environ
F : fusible T 20 0,3 A
Porte-fusible pour CI

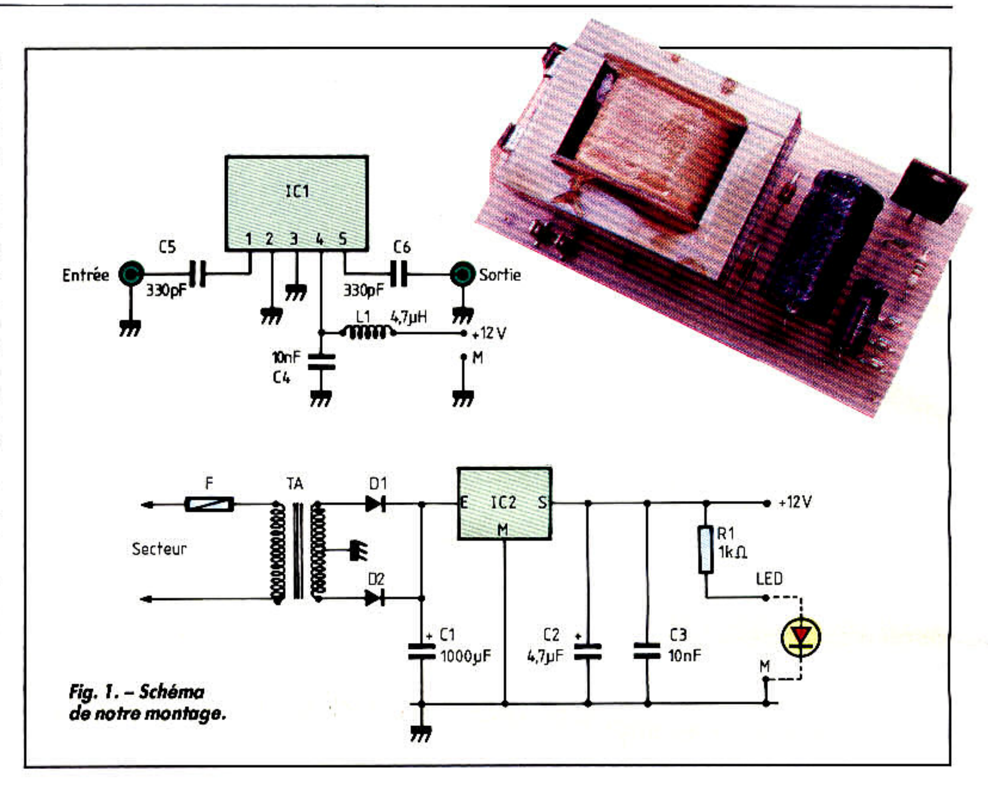


Fig. 1. – Schéma de notre montage.

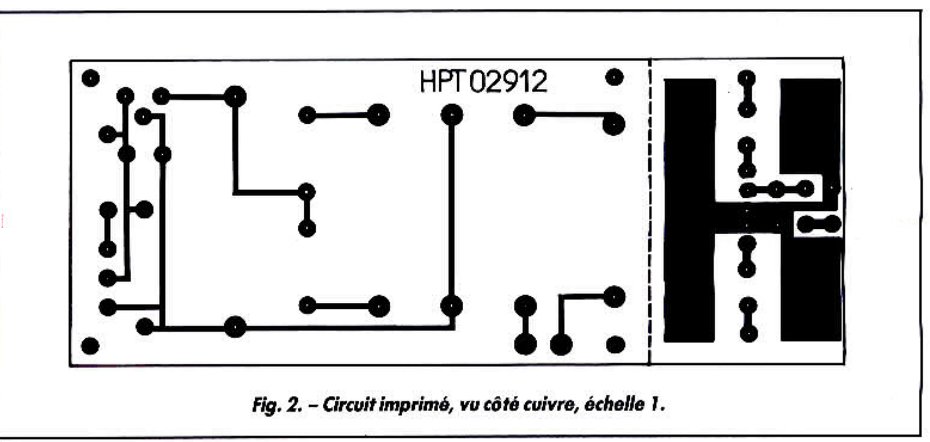


Fig. 2. – Circuit imprimé, vu côté cuivre, échelle 1.

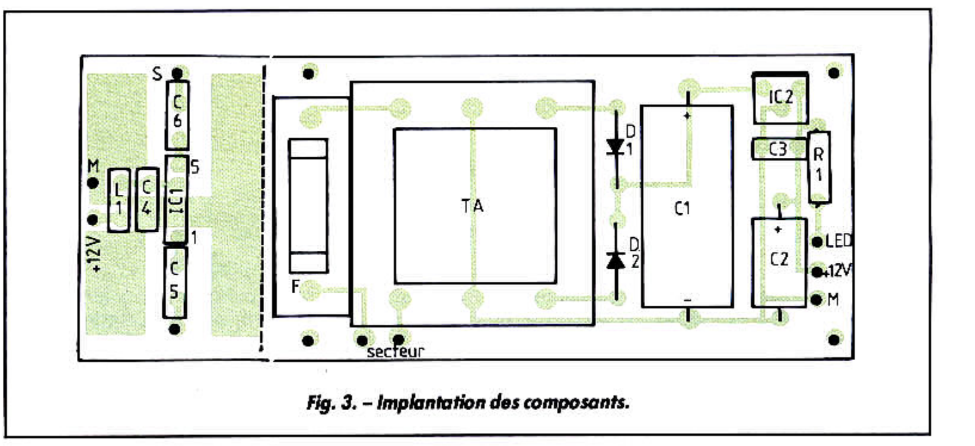


Fig. 3. – Implantation des composants.

flash

Réalisation



réf. 02913

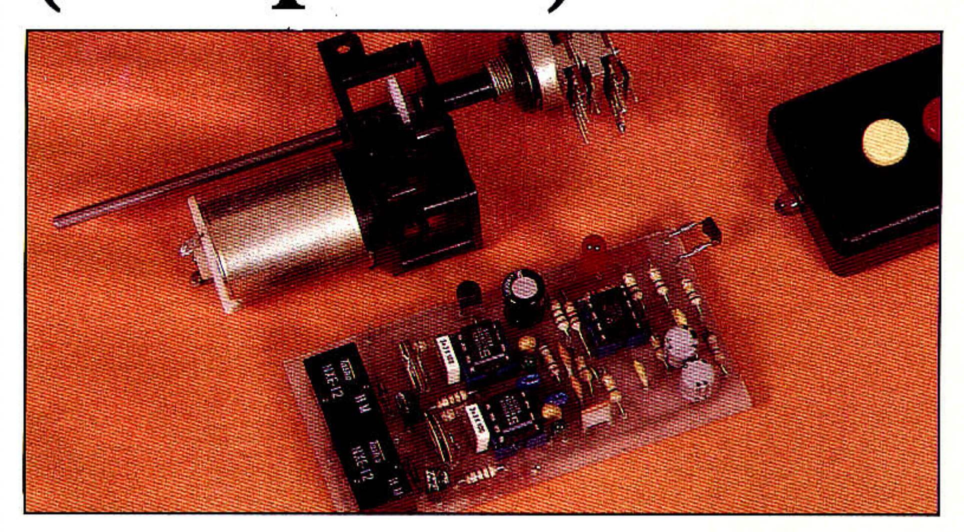
Télécommande de volume infrarouge (récepteur)

A quoi ça sert ?

Réponse simple : à ajouter une télécommande sur votre ampli de puissance. Deux fonctions : remonter ou abaisser le volume par l'intermédiaire d'un potentiomètre à motoriser vous-même.

Le schéma

Nous avons repris ici une partie d'une télécommande déjà expérimentée et l'avons actualisée avec un circuit intégré pas cher du tout. Le signal infrarouge est détecté par la photodiode D_1 dont le signal part vers un amplificateur. Le second ampli opérationnel est monté en ampli sélectif : une technique personnelle qui permet, à partir des impulsions reçues, de commander efficacement les décodeurs de tonalité amateurs de signaux bien symétriques. Deux fréquences à détecter, deux décodeurs, chacun commande un relais par transistor interposé. L'alimentation se fait par une tension de 5 V pour les circuits d'entrée et de décodage, et 12 V, simplement filtré, pour les relais. Un 79L05 assure la régulation. Nous avons ajouté sur le schéma le principe de branchement du moteur. On trouve des motoréducteurs pour une bouchée de pain. Comme le moteur est à basse tension, une ou deux piles de 1,5 V suffiront ; elles ne s'useront que pendant la commande et dureront longtemps.



Réalisation

Deux parties ici, électronique et mécanique. On fera attention à bien respecter la polarité des composants : diodes, condensateurs, circuits intégrés. Ne pas oublier non plus les straps. Deux réglages seront à faire : ceux des fréquences d'accord des décodeurs de tonalité. On émet le signal en direction de la diode, puis on tourne le potentiomètre pour faire coller le relais ; on note le point de collage, on continue la rotation jusqu'au décollage, on revient en arrière et on note la seconde position.

On choisit alors la position médiane. On répétera l'opération pour le second relais.

Le potentiomètre sera de préférence à axe plastique. On percera cet axe au diamètre de l'axe de sortie du motoréducteur. Pas de fin de course ici ; il faut qu'en butée l'axe du moteur glisse dans celui du potentiomètre. Un petit travail qui ne devrait pas vous faire trop peur. Vous en voulez plus ? Installez une came et un microrupteur en fin de course, côté coupure du son : vous commanderez ainsi la coupure secteur de la chaîne !

Télécommande de volume infrarouge (récepteur)

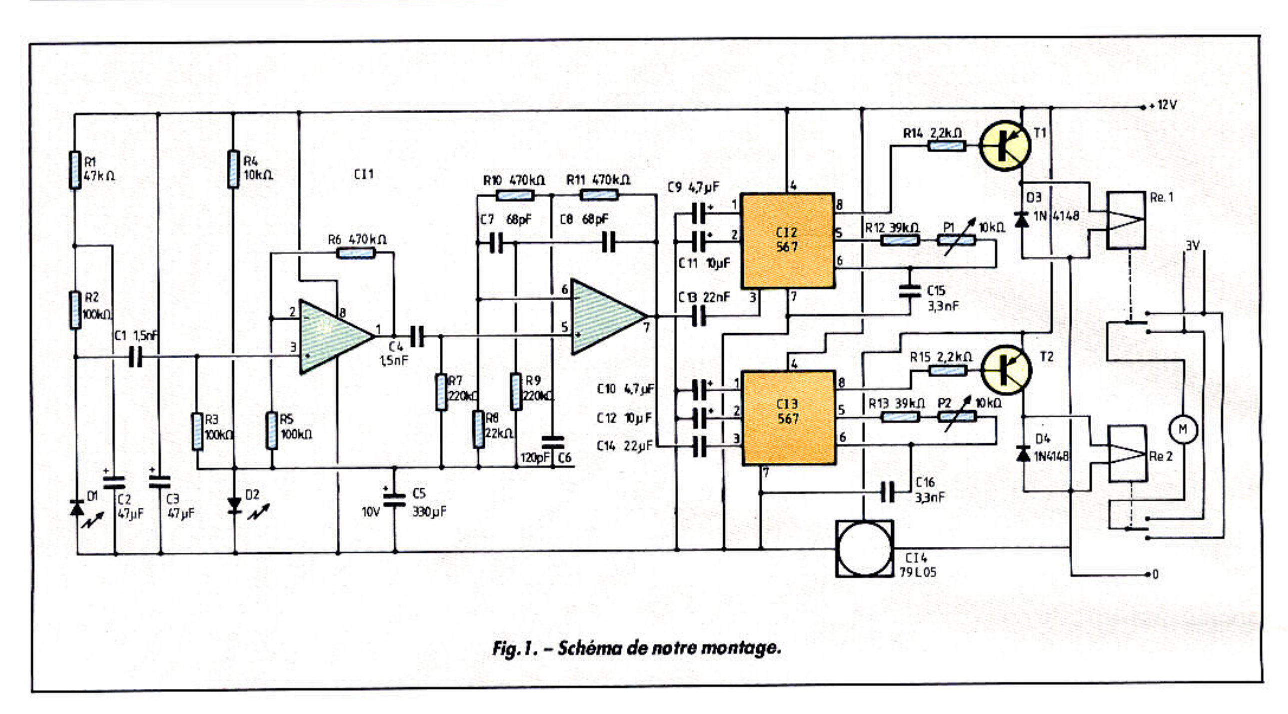


Fig. 1. – Schéma de notre montage.

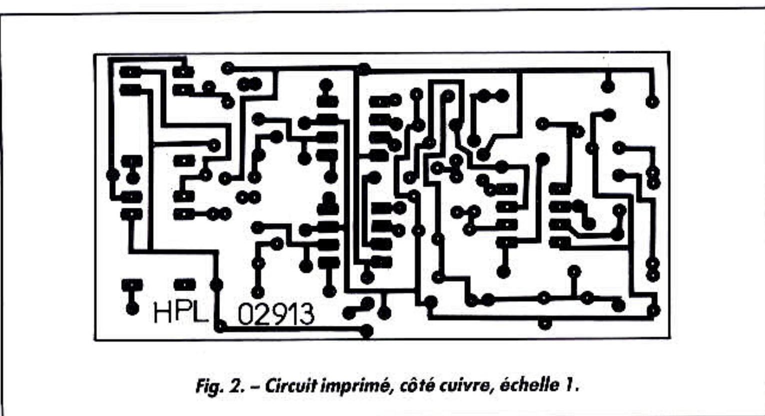


Fig. 2. – Circuit imprimé, côté cuivre, échelle 1.

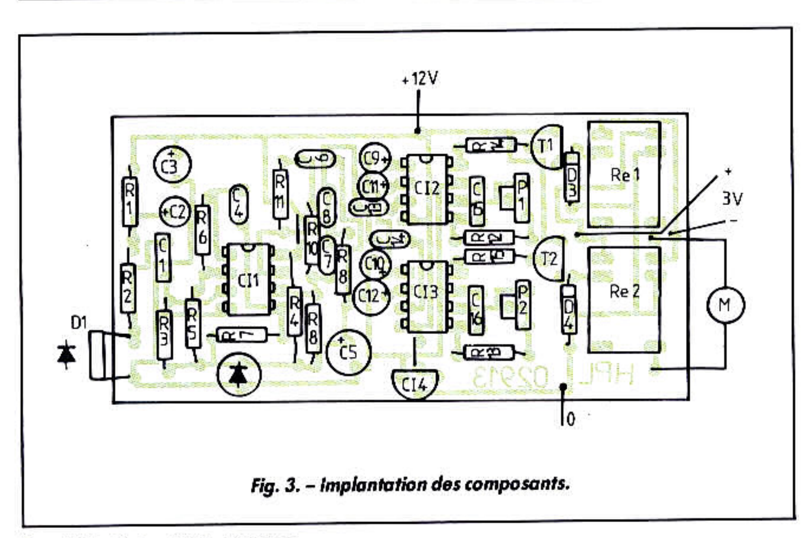


Fig. 3. – Implantation des composants.

Nomenclature des composants

Résistances 1/4 W 5 %

R_1 : 47 kΩ
R_2, R_3, R_5 : 100 kΩ
R_4 : 10 kΩ
R_6, R_{10}, R_{11} : 470 kΩ
R_7, R_9 : 220 kΩ
R_8 : 22 kΩ
R_{12}, R_{13} : 39 kΩ
R_{14}, R_{15} : 2,2 kΩ

Condensateurs

C_1, C_4 : 1,5 nF céramique
C_2, C_3 : 47 μF chimique radial 6,3 V
C_5 : 330 μF chimique radial 10 V
C_6 : 120 pF céramique
C_7, C_8 : 68 pF céramique
C_9, C_{10} : 4,7 μF tantale goutte 6,3 V
C_{11}, C_{12} : 10 μF tantale goutte 6,3 V
C_{13}, C_{14} : 22 nF céramique
C_{15}, C_{16} : 3,3 nF MKT 5 mm

Semi-conducteurs

D_1 : photodiode BP104 ou BPW34
D_2 : diode électroluminescente
D_3, D_4 : diode silicium 1 N 4148
T_1, T_2 : BC 328
CI_1 : circuit intégré LM 358
CI_2, CI_3 : circuit intégré NE 567
CI_4 : circuit intégré 79L05

Divers

Re_1, Re_2 : relais NXE 12 V
P_1, P_2 : potentiomètre ajustable vertical 10 kΩ
Motoréducteur COMO
Potentiomètre stéréo 47 kΩ log



Télécommande de volume infrarouge (émetteur)

A quoi ça sert ?

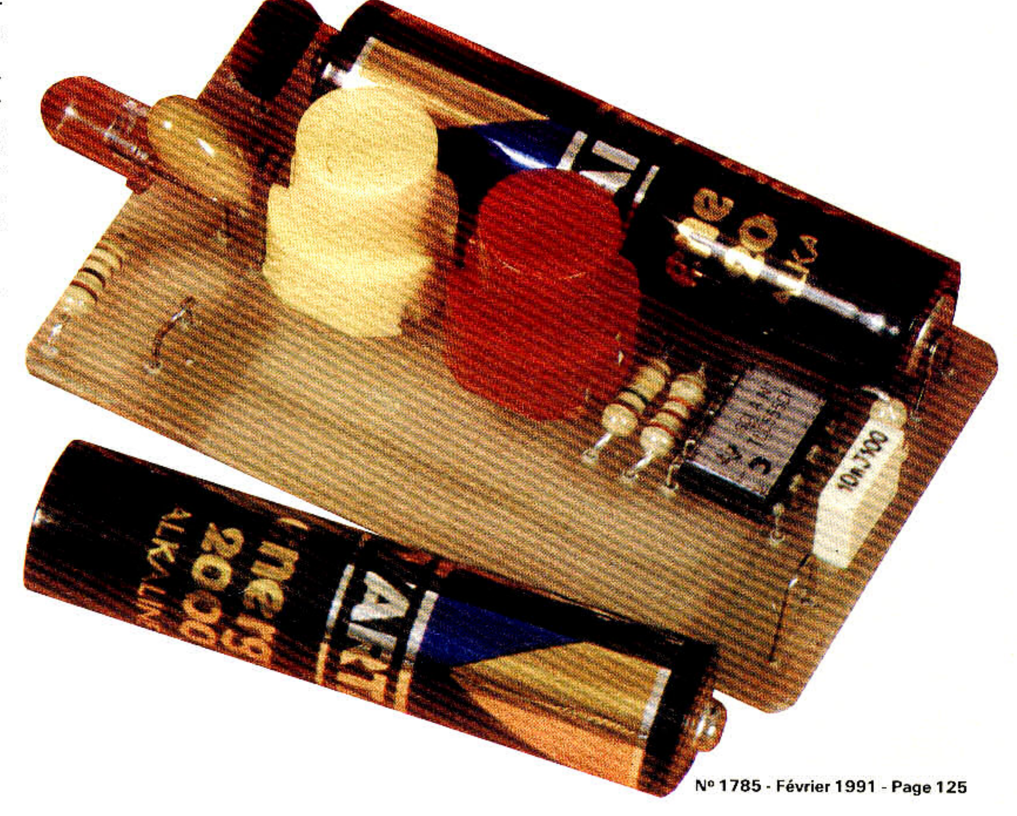
Si vous n'avez pas le récepteur, il ne sert bien sûr à rien. Cet émetteur est conçu pour envoyer deux signaux, l'un pour abaisser le niveau, l'autre pour le remonter...

Le schéma

Ce schéma est une reprise légèrement modifiée d'un émetteur que nous avions conçu pour une autre application. Nous avons choisi ici la simplicité et, comme nous ne voulions pas changer le boîtier, il fallait réduire au minimum le nombre de composants. Donc, nous partons d'un oscillateur à TLC 555, un 555 LINCMOS capable de travailler sous très basse tension. Pour envoyer la fréquence la plus basse, on enfonce l'interrupteur BP1 d'alimentation ; pour la fréquence la plus haute, on enfonce les deux touches à la fois. Eventuellement, on pourra utiliser un coupleur mécanique entre les deux boutons... Donc, nous aurons deux fréquences d'émission. Ces fréquences sont fixes, on accorde à la réception... Le courant de crête dans la diode est de 600 mA, mais avec une valeur moyenne compatible avec sa durée de vie.

Réalisation

L'émetteur est intégré dans un boîtier miniature. Le circuit imprimé comporte deux porte-piles réalisés en pliant de la corde à piano de 5/10e. On choisira ces piles en fonction de cette application, par exemple les Varta dont le pôle positif entre dans le contact positif, interdisant ainsi un branchement erroné. Bien sûr, le rayon de courbure devra



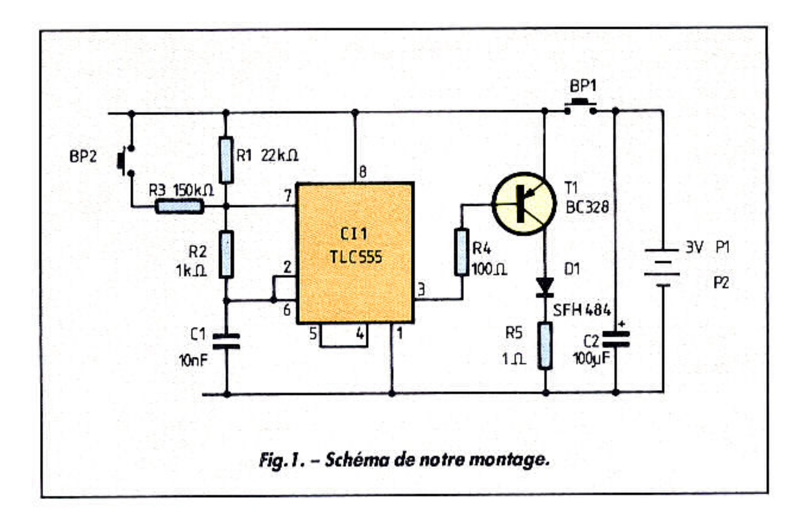


Fig. 1. – Schéma de notre montage.

être plus faible pour le pôle négatif. Le circuit imprimé est prévu pour que l'on puisse monter les touches avec n'importe quelle orientation, ce qui nous a obligé à installer un strap (ce n'est pas une maladie honteuse !).
Attention vous aurez à usiner les bords du couvercle ainsi que les poussoirs : les piles prennent de la place (utiliser une petite meule).

Liaison avec la chaîne

Le potentiomètre double se branchera sur une série de prises pour magnétophone, point chaud de la résistance sur la sortie (REC) et curseur vers l'entrée (PLAY).
Pour mettre la télécommande en service, on placera la commande en position « monitor » ou « bande ».

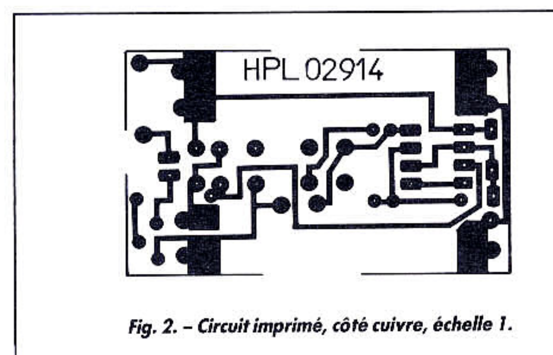


Fig. 2. – Circuit imprimé, côté cuivre, échelle 1.

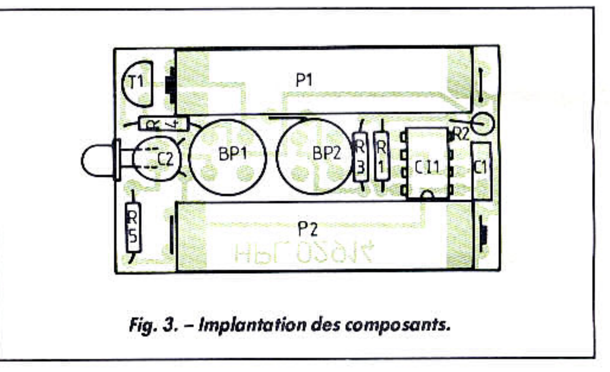
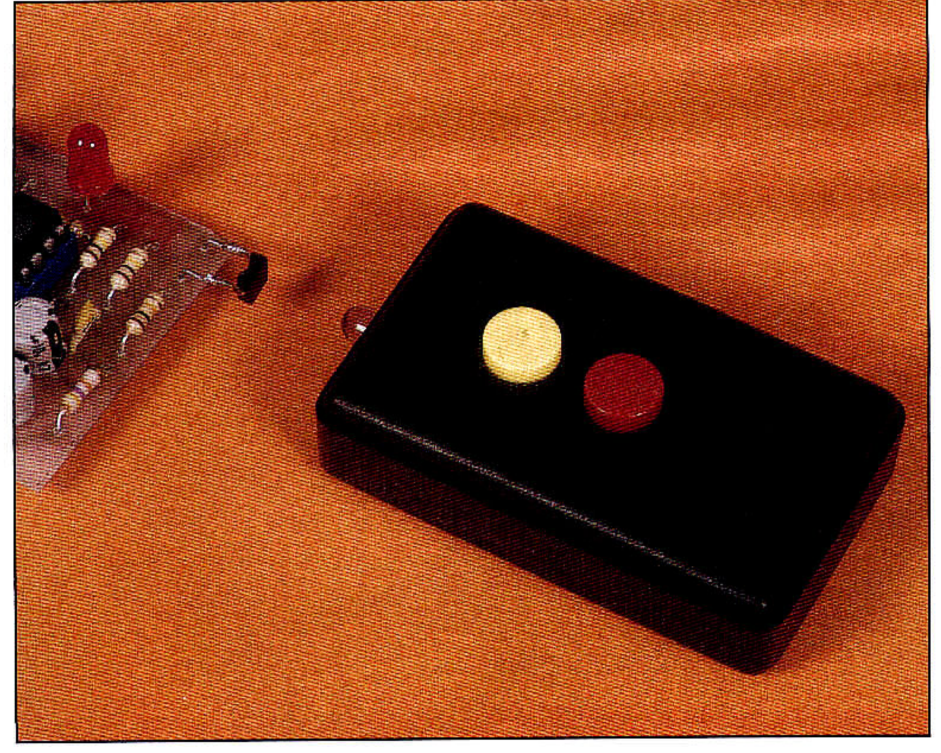


Fig. 3. – Implantation des composants.



Nomenclature des composants

Résistances 1/4 W 5 %

R_1 : 22 kΩ
R_2 : 1 kΩ
R_3 : 150 kΩ
R_4 : 100 kΩ
R_5 : 1 Ω

Condensateurs

C_1 : 10 nF
C_2 : 100 µF tantale goutte 3 V

Semi-conducteurs

CI_1 : circuit intégré TLC 555 (Texas ou équivalent SGS/Thomson)
T_1 : transistor PNP BC328
D_1 : diode infrarouge Siemens SFH 484

Divers

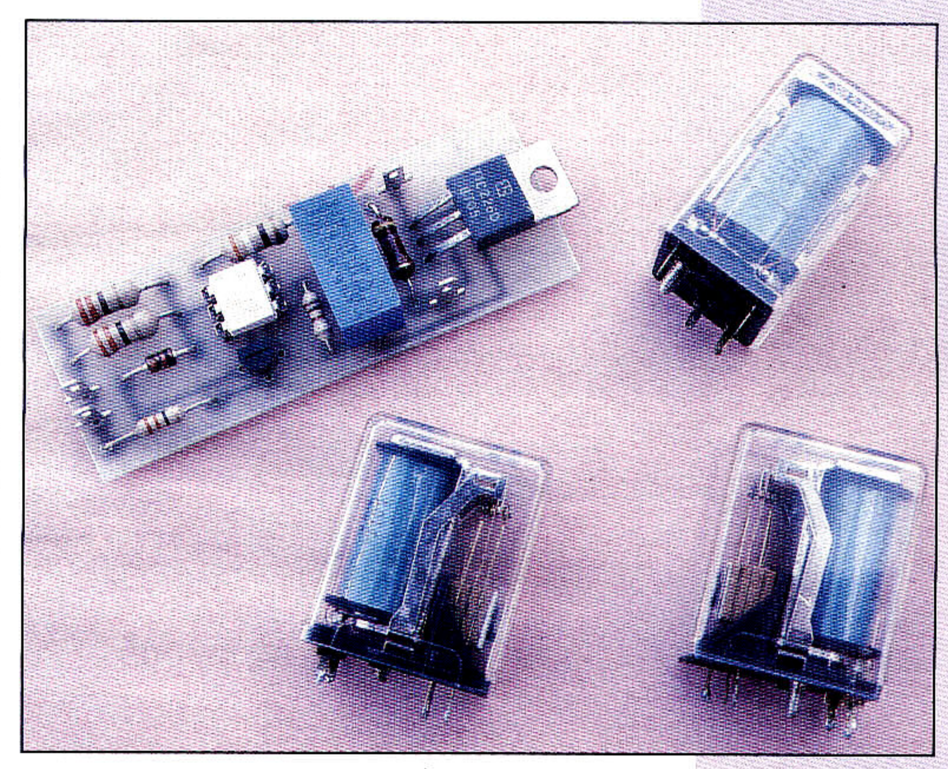
Boîtier Pozzi 653
2 poussoirs Isostat ronds



Un relais statique

A quoi ça sert ?

Un relais statique n'est rien d'autre que l'encapsulation dans un même boîtier d'un triac, d'un circuit de détection de passage par zéro et d'un circuit de commande à photocoupleur.
Le photocoupleur assure un isolement parfait entre le circuit de commande et le secteur, et autorise des courants de commande faibles par rapport aux relais normaux.
Le circuit de détection de passage par zéro permet, lors de l'utilisation du relais sur le secteur alternatif, de commander le triac au passage par zéro des alternances de ce dernier afin de ne pas générer de parasite.
Le triac enfin est l'organe de puissance du relais et détermine le courant maximal qu'il est possible de commander.
Les relais statiques ont de nombreux avantages, dont le premier est d'être statiques et, donc, d'être insensibles à l'usure. Le second est d'être sensibles ; un courant de 10 mA environ suffit à les commander. En outre, cette commande se fait en courant et non en tension. On a donc un relais commandé sous X mA et non sous X volts.
En revanche, les relais statiques ont deux défauts majeurs. Le premier est que, lorsque le relais est en position « travail », il faut assurer dans le circuit commandé la circulation d'un courant minimal dit courant de maintien. Ce courant est généralement très faible (quelques mA à quelques dizaines de mA) mais doit exister, faute de quoi le triac interne du relais se désamorce. Le second est que le relais statique dissipe une certaine puissance, principalement dans le triac.



Le schéma

Le relais statique que nous vous proposons de réaliser est très performant. Son courant de commande est en effet de 10 mA au minimum, et il peut commuter en sortie jusqu'à 8 A sur le secteur 220 V alternatifs. Cette commutation se fait évidemment au passage par zéro pour ne pas générer de parasite.
L'entrée est protégée contre les inversions de polarités mais est également limitée en courant, au point qu'il est possible de la connecter directement sur du 15 V sans résistance série et sans détruire le relais.

L'organe principal du montage est le photo-triac à détection de passage par zéro IC_1. Sa LED d'entrée reçoit le courant de commande limité par l'ensemble $R_1 - T_1$ selon une procédure très classique, tandis que l'inversion de polarité est prévenue par D_1.

Le triac de sortie de IC_1 (qui est un modèle de faible puissance) commande à son tour un triac externe plus puissant puisque pouvant commuter 8 A. Une cellule RC placée dans ce circuit de commande rend le montage insensible aux perturbations pouvant être amenées par le secteur.

Le montage

La nomenclature des composants ne devrait pas poser de problèmes car le MOC 3041 est disponible chez de nombreux revendeurs.
Le montage est très peu encombrant, l'essentiel de la surface du circuit imprimé étant occupée par le radiateur

Un relais statique

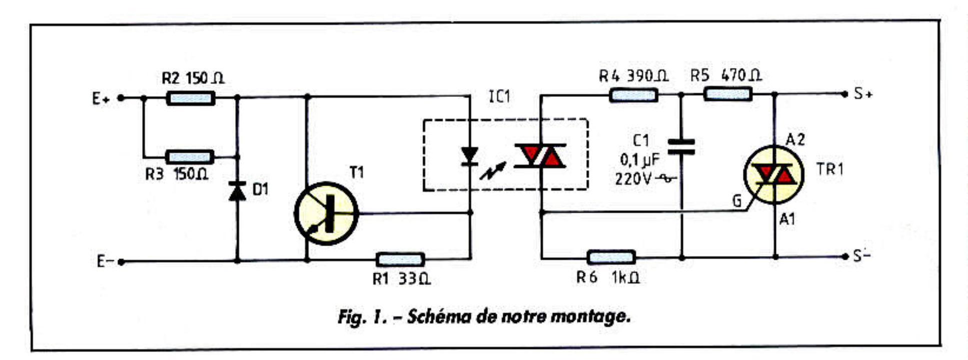


Fig. 1. – Schéma de notre montage.

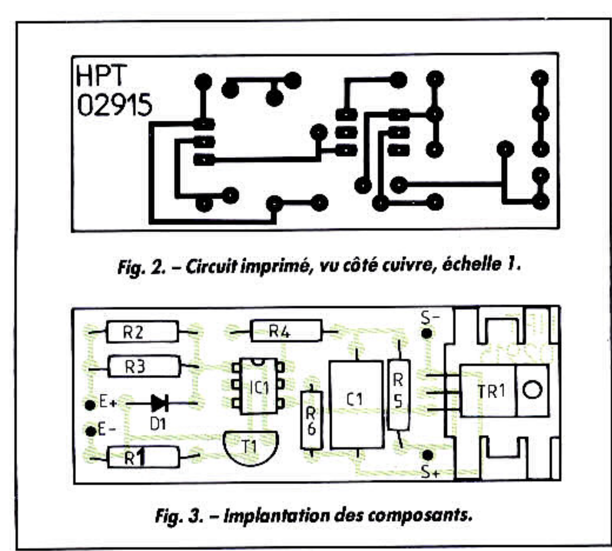


Fig. 2. – Circuit imprimé, vu côté cuivre, échelle 1.

Fig. 3. – Implantation des composants.

du triac. Si vous n'envisagez de commander que des puissances inférieures à 400 W environ, vous pouvez vous en passer et gagner de la place en montant le triac verticalement.

L'utilisation est fort simple. L'entrée s'alimente sous n'importe quelle tension *via* une résistance série qui fera passer un courant de 10 à 20 mA dans le relais. La sortie est à placer en série avec la charge sur le secteur EDF.

L'isolement entre commande et sortie est total (1 500 V), et vous ne risquez donc rien du côté « gauche » du montage. Veillez en revanche à ne pas mettre les mains du côté « droit » qui est relié directement au secteur. *Faites particulièrement attention au radiateur du triac, relié au secteur via la languette métallique de ce dernier qui est connectée à l'anode A_2.*

Nomenclature des composants

Semi-conducteurs

IC_1 : MOC 3041 de Motorola
T_1 : BC107, 108, 109, 547, 548, 549
TR_1 : triac 400 V, 8 A, par ex. : TIC 226D
D_1 : 1N914 ou 1N4148

Résistances 1/4 W 5 %

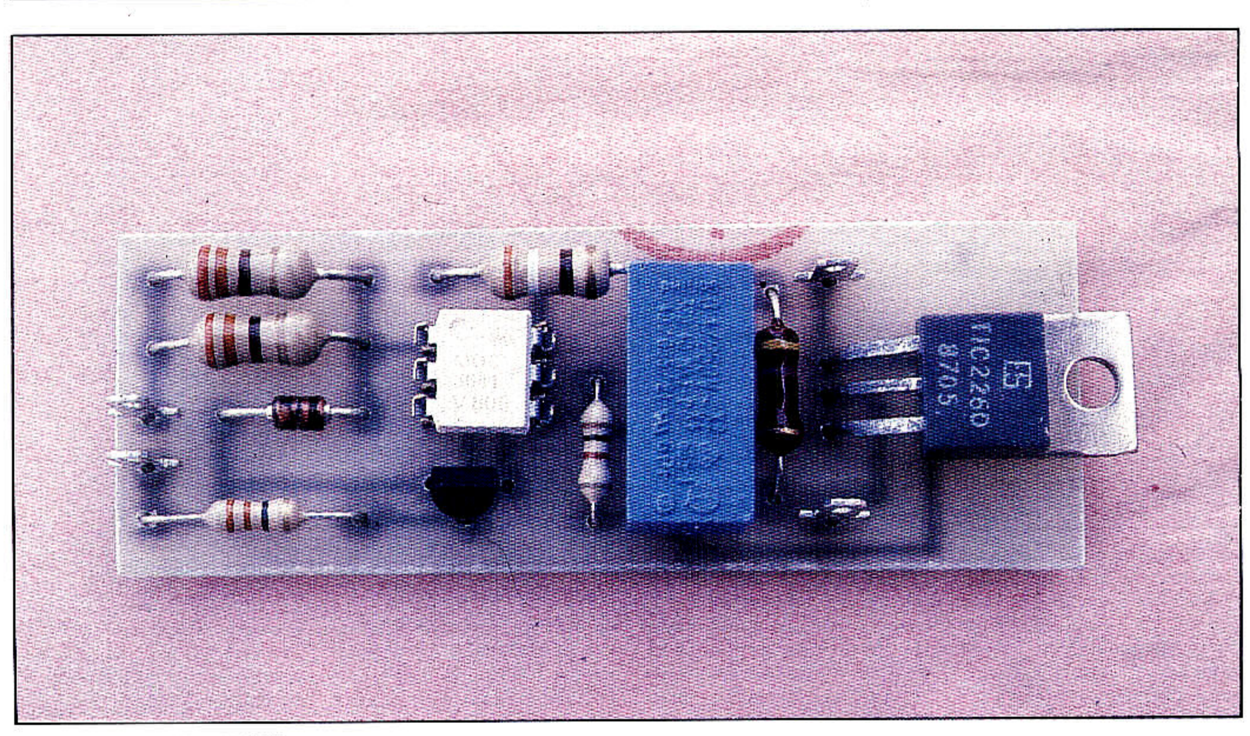
R_1 : 33 Ω
R_2, R_3 : 150 Ω 1/2 W
R_4 : 390 Ω 1/2 W
R_5 : 470 Ω 1/2 W
R_6 : 1 kΩ

Condensateur

C_1 : 0,1 µF 220 V alternatifs (classe X ou X2)

Divers

Radiateur pour TR_1



Une enceinte active à deux voies

A quoi ça sert ?

Il existe deux solutions pour réaliser une enceinte acoustique à plusieurs voies, qui se différencient au niveau de la méthode de filtrage des signaux appliqués aux divers haut-parleurs. Dans les enceintes classiques ou passives, le signal sortant de l'amplificateur de puissance est

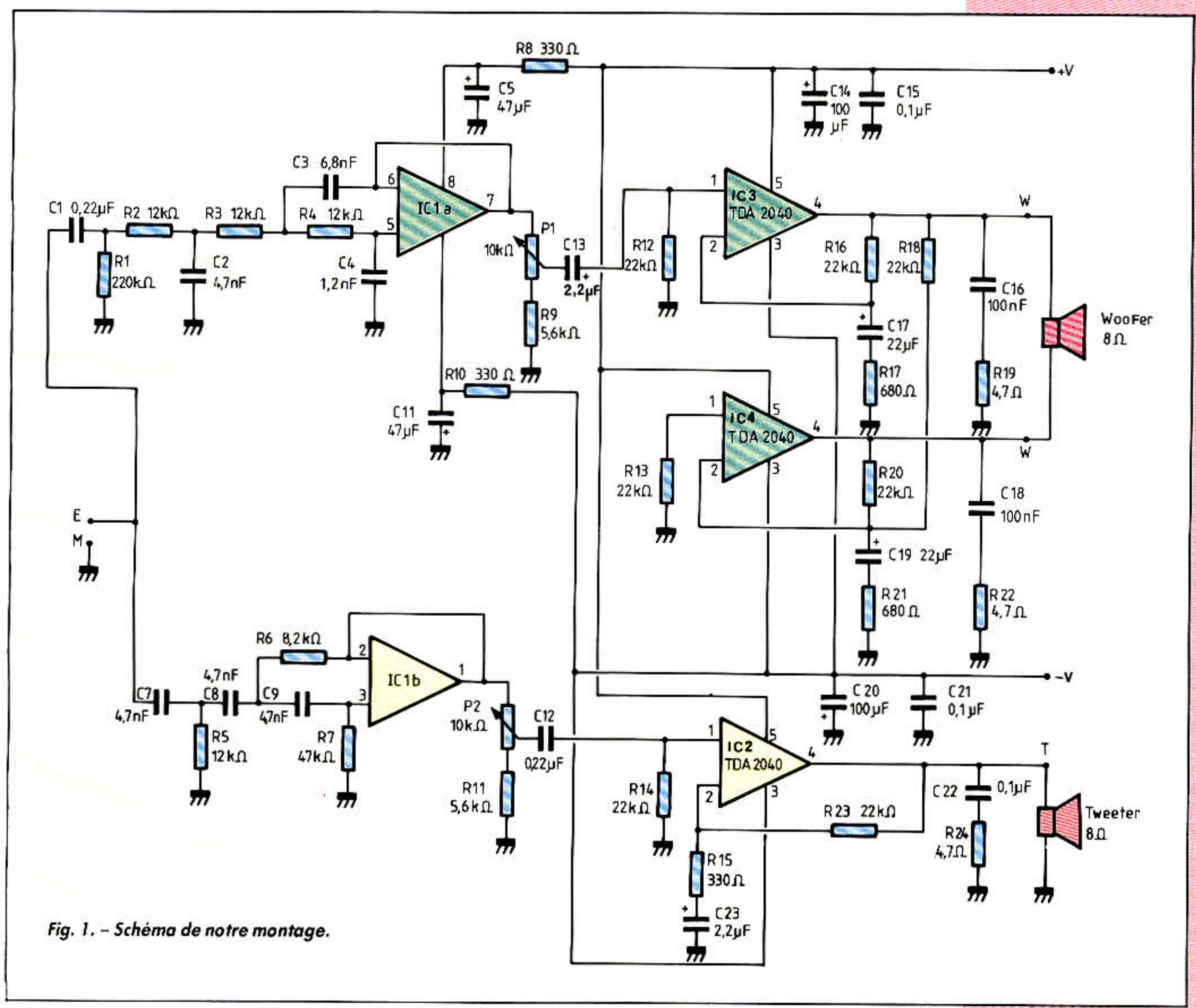


Fig. 1. – Schéma de notre montage.

filtré par un ensemble passif (résistances, selfs et condensateurs) avant d'atteindre les haut-parleurs.

Dans les enceintes actives (plus rares), le signal est filtré par des filtres actifs électroniques au niveau des préamplificateurs, puis est appliqué à autant d'amplificateurs de puissance que de haut-parleurs contenus dans l'enceinte. C'est évidemment beaucoup plus coûteux que la solution passive, et cela explique la rareté de ce choix sur le marché.

Nous vous proposons de réaliser une « mini » enceinte active, à deux voies, dont le prix de revient reste très faible eu égard à l'utilisation d'amplificateurs de puissance intégrés. Vous pourrez ainsi vous faire une idée assez précise de ce que peut donner une enceinte active et passer éventuellement à des réalisations plus ambitieuses.

Le schéma

Malgré son apparente complexité, il n'utilise que quatre circuits intégrés : un double amplificateur opérationnel et trois amplificateurs de puissance. Il est d'ailleurs extrait de la fiche technique du TDA 2040.

Les filtres actifs réalisés autour de IC_{1a} et IC_{1b} sont des filtres à structure dite de « Sallen and Key » procurant une pente très raide de 12 dB par octave. La fréquence de coupure a été fixée à 2,5 kHz environ, de façon à convenir à la majorité des couples woofer/tweeter du marché.

L'amplificateur de puissance du tweeter est réalisé avec un TDA 2040 qui est un amplificateur intégré capable de délivrer environ 15 W sur 8 Ω avec une distorsion inférieure à 0,5 %.

L'amplificateur du woofer, en revanche, est réalisé avec deux TDA 2040 montés en pont, qui délivrent ainsi près de 35 W sur 8 Ω. Cette façon d'agir se justifie par le fait que, pour un volume d'écoute identique de toute la plage de fréquence à reproduire, il faut fournir une énergie beaucoup plus importante au haut-parleur de graves qu'au haut-parleur d'aiguës.

L'alimentation de l'ensemble s'effectue sous une tension symétrique de ± 15 V par rapport à une masse commune. Cette tension n'a pas besoin d'être stabilisée, et un simple ensemble transformateur, pont de diodes et chimiques de filtrage, convient. Il faut cependant veiller à ce que cette tension ne puisse en aucun cas dépasser ± 20 V.

Le montage

Un circuit imprimé, bien chargé il est vrai, supporte l'ensemble des composants nécessaires à une enceinte. Il conviendra donc d'en réaliser deux exemplaires pour faire une ensemble stéréo.

Le montage ne présente pas de difficulté particulière, si ce n'est de bien veiller à l'orientation des chimiques qui sont des modèles radiaux.

Les TDA 2040 doivent impérativement être vissés sur un ou des radiateurs. Comme leur patte métallique est reliée à leur alimentation négative, il faut isoler ces circuits du radiateur au moyen des classiques micas et rondelles à épaulement. De la graisse aux silicones sera utilisée pour améliorer le contact thermique.

Le montage doit être raccordé à la sortie d'un préamplificateur correcteur qui délivre au moins 500 mV efficace. Le fonctionnement est immédiat, et le seul réglagle à faire est celui des potentiomètres P_1 et P_2 qui équilibrent les niveaux des voies graves et aiguës. A défaut d'appareils de mesure coûteux, hors de portée de l'amateur moyen, ce réglage sera fait à l'oreille en écoutant divers types de musique jusqu'à obtenir le résultat escompté.

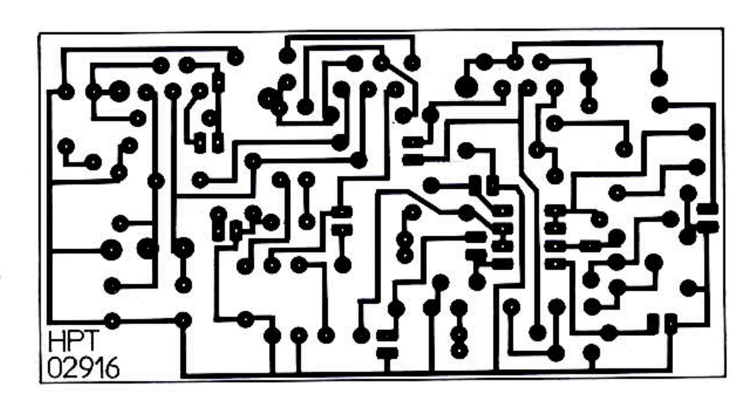


Fig. 2
Circuit imprimé, vu côté cuivre, échelle 1.

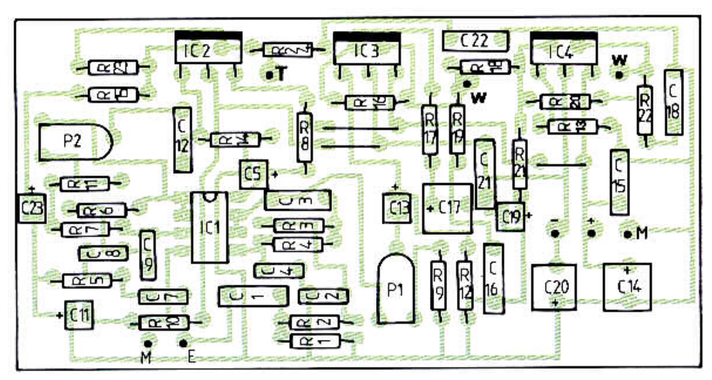


Fig. 3
Implantation des composants.

Nomenclature des composants

Semi-conducteurs

IC_1 : TL082
IC_2, IC_3, IC_4 : TDA 2040

Résistances 1/4 W 5 %

R_1 : 220 kΩ
R_2, R_3, R_4, R_5 : 12 kΩ
R_6 : 8,2 kΩ
R_7 : 47 kΩ
R_8, R_{10}, R_{15} : 330 Ω
R_9, R_{11} : 5,6 kΩ
R_{12}, R_{13}, R_{14}, R_{16}, R_{18}, R_{20}, R_{23} : 22 kΩ
R_{17}, R_{21} : 680 Ω
R_{19}, R_{22}, R_{24} : 4,7 Ω

Condensateurs

C_1, C_{12} : 0,22 µF mylar
C_2, C_7, C_8, C_9 : 4,7 nF céramique ou mylar
C_3 : 6,8 nF céramique ou mylar
C_4 : 1,2 nF céramique
C_5, C_{11} : 47 µF 25 V radiaux
C_6, C_{10} : non utilisés
C_{13}, C_{23} : 2,2 µF 25 V radiaux
C_{14}, C_{20} : 100 µF 25 V radiaux
C_{15}, C_{16}, C_{18}, C_{21}, C_{22} : 0,1 µF mylar
C_{17}, C_{19} : 22 µF 25 V radiaux

Divers

P_1, P_2 : potentiomètres ajustables pour CI de 10 kΩ, modèles couchés
Radiateurs pour IC_2, IC_3, IC_4

Une télécommande par téléphone à huit canaux

Le montage que nous vous proposons de réaliser maintenant permet de télécommander de un à huit appareils à partir d'une banale liaison téléphonique. Il vous permettra donc de mettre en marche votre chauffage quelques heures avant que vous ne rentriez chez vous cet hiver, d'allumer des lumières dans votre domicile principal depuis votre lieu de vacances afin de simuler une présence et faire fuir les voleurs ou toute autre application que nous vous laissons le soin d'imaginer.

Il se présente sous la forme d'un boîtier raccordé à votre ligne téléphonique comme un vulgaire téléphone qui dispose, en sortie, de un à huit relais. Ce sont ces relais que vous allez pouvoir faire coller ou décoller à distance pour commander les actions désirées.

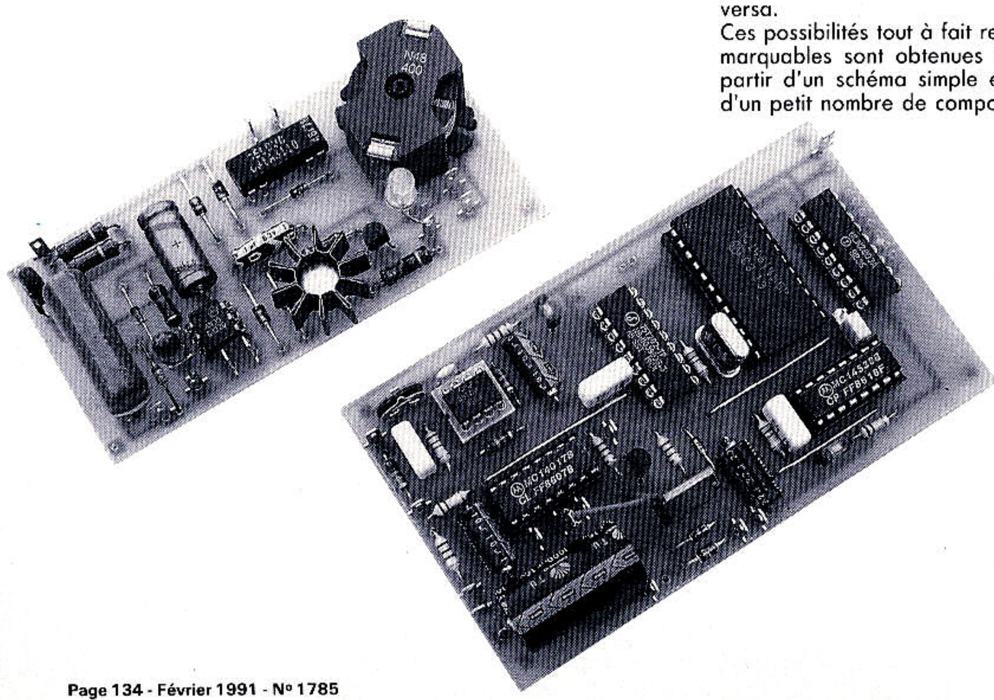
Afin d'offrir une fiabilité de fonctionnement maximale, notre télécommande utilise les fréquences vocales ou DTMF générées par les postes téléphoniques de même nom. Elle ne nécessite donc aucun émetteur spécifique dès lors que le combiné téléphonique à partir duquel vous envoyez les ordres est un modèle DTMF (ce qui est le cas de plus de 80 % des appareils actuels).

Si, toutefois, vous vous trouviez en présence d'un combiné à numérotation décimale, un simple composeur DTMF à couplage acoustique pourrait alors être utilisé comme nous le verrons ci-après.

Dernière précision à l'aube de l'Europe de 1992 ; notre télécommande fonctionne sur tous les réseaux téléphoniques et peut très bien être actionnée depuis l'étranger si elle est placée en France et vice versa.

Ces possibilités tout à fait remarquables sont obtenues à partir d'un schéma simple et d'un petit nombre de composants peu coûteux et d'approvisionnement facile, ce qui ne gâte rien, comme nous allons le voir dès à présent avec l'étude du schéma.

Notre montage est composé principalement de deux modules : un module interface de ligne téléphonique destiné à coupler cette dernière à notre télécommande le plus correctement possible et un module décodage qui gère la télécommande proprement dite. Voyons tout d'abord le module interface de ligne.



Le module interface de ligne téléphonique

Le schéma présenté figure 1 n'est pas un inconnu de nos fidèles lecteurs, puisque c'est déjà celui que nous avions utilisé dans la télécommande codée par téléphone, présentée dans notre numéro de mars 1989. Comme il donne entière satisfaction et qu'il est utilisable dans un grand nombre de situations, il est tout à fait normal que nous le réutilisions.

Pour ceux d'entre vous qui ne possèdent pas le numéro du *Haut-Parleur* précité, nous allons reprendre rapidement le principe de cette interface. Avant cela, il nous faut préciser un certain nombre de choses quant aux différents états d'une ligne téléphonique :

– Au repos, la ligne est le siège d'une tension continue de 48 V environ, tension sur

laquelle on ne peut consommer quasiment aucun courant.

– Lors d'une sonnerie, la ligne est le siège d'une tension alternative à 50 Hz de 80 V d'amplitude crête à crête environ.

– Lorsqu'une communication est établie, la ligne est le siège d'une tension continue pouvant varier de 6 à 18 V environ en fonction de la consommation du ou des combinés connectés. Théoriquement, chaque combiné doit consommer 35 mA.

– La polarité des tensions continues présentes sur la ligne doit être considérée comme quelconque au niveau des prises des abonnés.

Cela étant précisé, le fonctionnement de notre interface devient fort simple. La ligne est connectée entre L_1 et L_2. Au repos, rien ne se passe car le contact du relais RL_1 est ouvert et aucun courant ne peut circuler dans le pont de diodes. De même le courant continu ne pouvant traverser C_1, le photocoupleur IC_1 reste au repos.

En présence d'une sonnerie, la tension alternative traverse C_1, est redressée et limitée par D_1 et DZ_1 et fait allumer la « LED_1 sonnerie » ainsi que la LED du photocoupleur. Si les bornes S_1 et S_2 sont correctement polarisées, on dispose alors d'une information « présence sonnerie » parfaitement isolée du réseau téléphonique (l'isolement des plus « mauvais » photocoupleurs étant au moins de 750 V).

Si une tension adéquate est appliquée à P_1, P_2, le relais RL_1 colle, ce qui permet au courant de circuler *via* l'ensemble T_1, T_2. Le montage « prend » la ligne comme un vulgaire téléphone que l'on décroche. L'ensemble T_1, T_2 est en effet un générateur de courant constant fixé, approximativement, à 35 mA par R_5. La « LED_2 prise de ligne » s'allume alors. Le pont de diodes D_2 à D_5 permet au générateur de courant constant de s'affranchir des polarités de ligne présentées en L_1 et L_2.

Grâce au transformateur TL, il est alors possible soit de recueillir les informations BF présentes sur la ligne, soit d'injecter des signaux BF sur celle-ci. Les points B_1 et B_2 sont parfaitement isolés de la ligne grâce à TL.

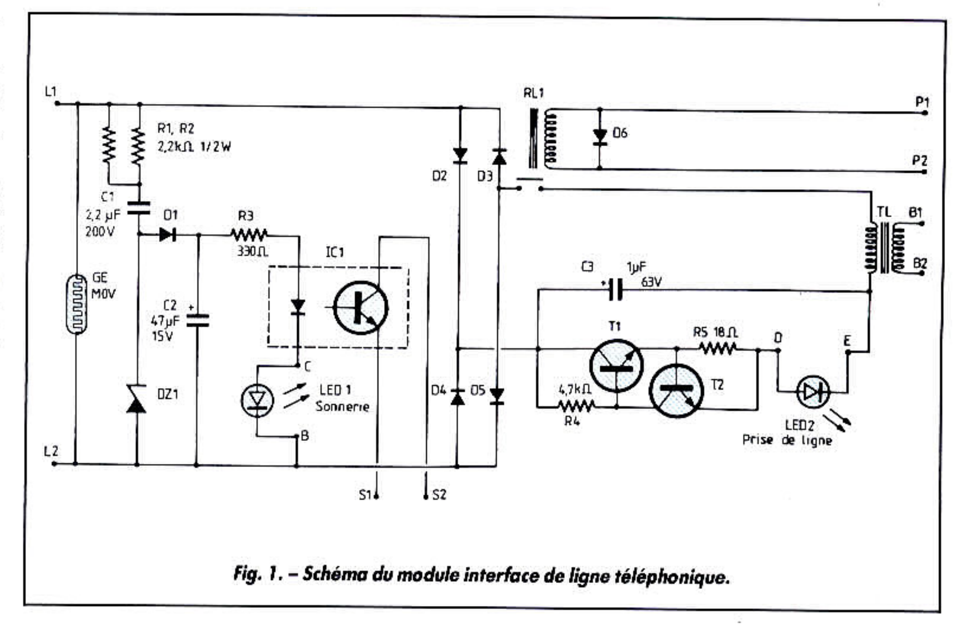


Fig. 1. – Schéma du module interface de ligne téléphonique.

Un GeMov, ou SIOV, connecté entre L_1 et L_2 complète le montage et le protège des surtensions violentes que l'on peut rencontrer en période d'orage, surtout sur les lignes aériennes longues telles celles que l'on trouve en campagne.

Précisons pour terminer que ce montage, bien qu'il ne soit pas homologué par France Télécom, est parfaitement conforme aux spécifications d'interface sur le réseau téléphonique et qu'il se comporte, vu du central, comme un très bon poste téléphonique.

Le module décodage

Le schéma de ce module est un peu plus chargé, comme vous pouvez le constater à l'examen de la figure 2. Néanmoins, le nombre de composants utilisés reste raisonnable eu égard aux fonctions accomplies.

Les signaux de la ligne téléphonique disponibles sur B_1 et B_2 du module interface sont appliqués à l'entrée de l'amplificateur opérationnel IC_1 dont le gain est fixé par le potentiomètre P_1. Ceci permet d'adapter le montage à votre cas particulier en s'assurant qu'il fournit des signaux d'amplitude suffisante pour un décodage toujours fiable à IC_2. Ce circuit est, à lui tout seul, un décodeur DTMF intégré. Si vous êtes un fidèle lecteur de notre revue, vous l'aurez certainement reconnu puisque c'est le célèbre SSI 202 ou encore 75T202 sous sa nouvelle référence. Nous l'avons déjà utilisé plusieurs fois et nous le ferons certainement encore car c'est un circuit performant, peu coûteux et facilement disponible.

Pour bien comprendre son rôle, rappelons que la numérotation téléphonique, dite DTMF ou à fréquences vocales, utilise pour coder chaque chiffre une paire de fréquences BF émises simultanément. Le tableau de la figure 3 présente ce codage, qui est adopté au niveau international.

Pour décoder un tel signal, il faut donc disposer de nombreux filtres précis et de circuits logiques. Cela peut être réalisé avec des circuits intégrés classiques, mais c'est lourd, volumineux et surtout cela demande un réglage long et fastidieux. Le SSI 202 permet de passer outre à ces problèmes.

Comme vous pouvez le voir sur son synoptique interne simplifié, présenté figure 4, il renferme, après un premier filtre d'entrée, huit filtres passe-bande centrés chacun sur les huit fréquences du codage DTMF. Ces filtres sont des modèles à capacités commutées, et ne nécessitent donc aucun composant externe pour fonctionner. Leur sorties, *via* une logique de séquencement, alimentent un décodeur délivrant directement en BCD le code du chiffre reconnu. Tous les chronogrammes internes ainsi que les signaux nécessaires aux filtres sont générés par division de fréquence, à partir d'une seule horloge à quartz utilisant un modèle de fréquence très courante.

IC_2 reçoit les tonalités BF qui lui sont transmises par IC_1 et fournit, sur ses sorties A, B, C et D, le code du chiffre reconnu. Cette fourniture n'a de signification que lorsque le signal DV est au niveau haut. Ce signal DV est donc utilisé pour faire entrer la valeur présente sur A, B, C et D dans le circuit suivant IC_3. Ce dernier est un décodeur binaire-décimal qui, en fonction du code binaire présent sur ses quatre entrées, fait passer au niveau haut la ligne de numéro égale à ce code. En présence d'un code DTMF valide, reconnu par IC_2, on va donc disposer en sortie de IC_3 d'une ligne et une seule à l'état haut : celle dont le numéro sera égal au code reçu, c'est-à-dire au numéro de la touche du clavier téléphonique activée.

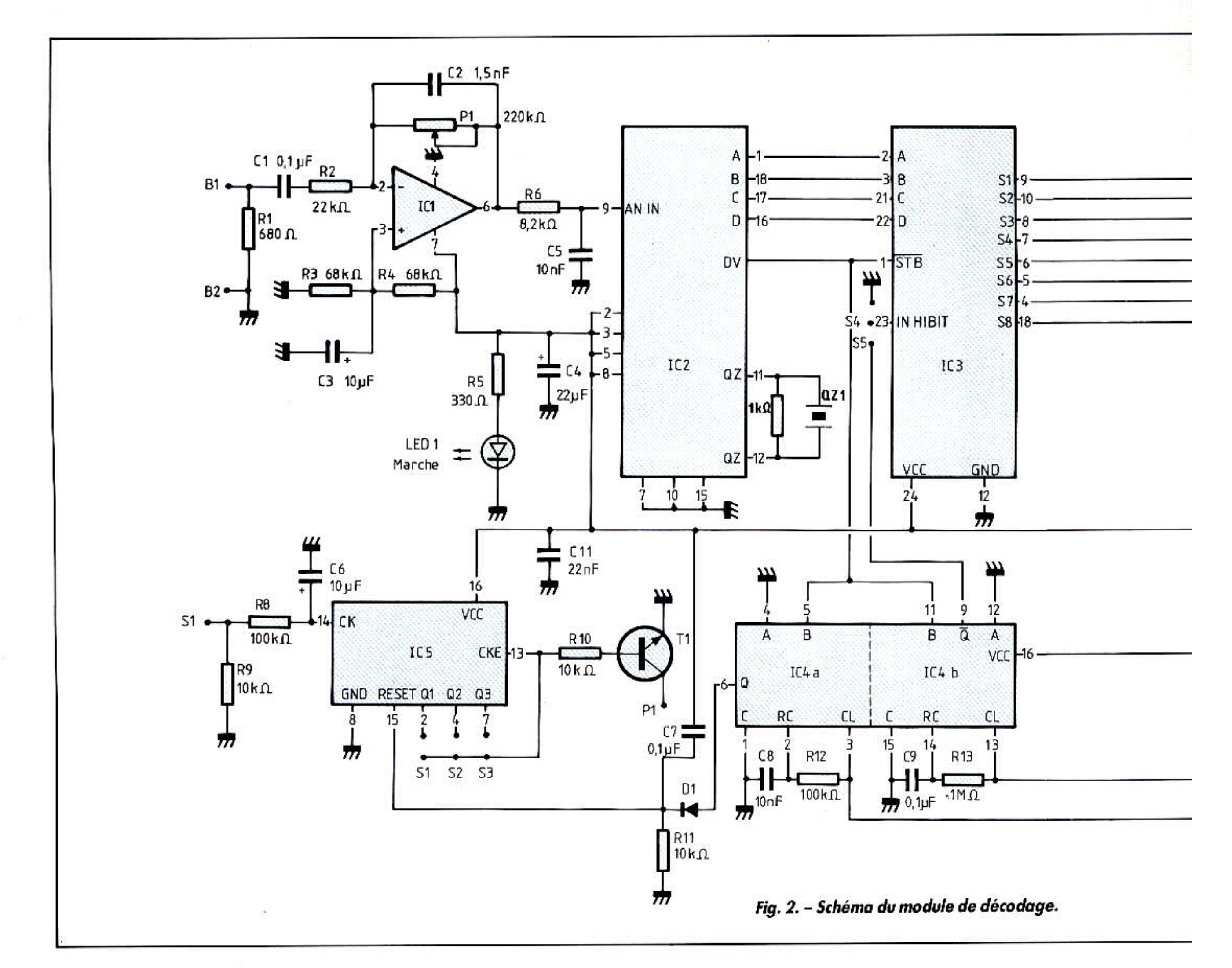


Fig. 2. – Schéma du module de décodage.

Si vous y avez déjà prêté attention, vous avez dû remarquer que la génération des tonalités DTMF à partir d'un clavier téléphonique était fugitive. Notre montage doit donc mémoriser cette information afin que sa brièveté n'empêche toute réaction des relais de sortie. Cette mémorisation est faite dans IC_3 par le biais justement de l'action de DV sur la ligne STROBE de ce circuit.

Le montage fonctionne donc de la façon suivante : à la réception d'un code valide, le relais de numéro égal à ce code colle, et le montage reste dans cet état jusqu'à la réception d'un autre code, qui fera alors décoller le relais activé pour faire coller celui correspondant au nouveau code reçu. Comme cette façon de faire peut ne pas convenir à tous les utilisateurs, nous avons prévu quelques raffinements supplémentaires, que nous allons voir dans un instant.

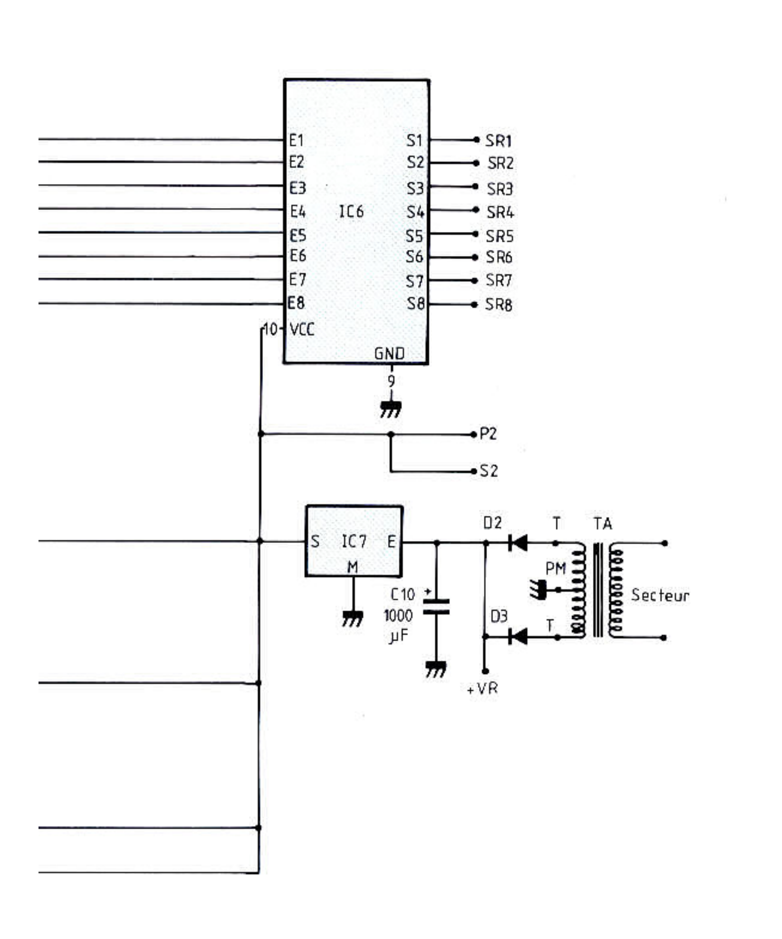
Pour le moment, nous avons vu comment notre télécommande décodait les ordres reçus, mais, pour que cela puisse avoir lieu, il faut qu'elle sache répondre seule à un appel téléphonique. C'est le rôle du circuit IC_5 et du transistor T_1. En effet, lors de chaque signal de sonnerie, la ligne S_1 du module interface de ligne passe au niveau haut et fait avancer d'une unité le compteur intégré IC_5. Lorsque la sortie de celui-ci, qui est reliée à la base de T_1, passe à son tour au niveau haut, le transistor se sature et fait coller le relais de prise de ligne. Le montage « décroche » donc en réponse à un appel après un nombre de coups de sonnerie sélectionné par la position des straps S_1 à S_3.

Lorsqu'une tonalité valide a été reçue, le montage a terminé son travail et il est nécessaire de le faire « raccrocher » car, dans le cas contraire, il va conserver la ligne en permanence. Pour ce faire, on utilise le signal DV sortant de IC_2 pour déclencher le monostable IC_{4a}. Ce dernier, agissant sur le signal de RESET du compteur IC_5, fait décoller le relais de prise de ligne.

Cette façon de faire présente un double intérêt : celui de raccrocher automatiquement après utilisation bien sûr, mais aussi celui de fournir un accusé de réception de la commande. En effet, si le signal DV

	1 209 Hz	1 336 Hz	1 477 Hz	1 633 Hz
697 Hz	1	2	3	A
770 Hz	4	5	6	B
852 Hz	7	8	9	C
941 Hz	*	0	#	D

Fig. 3. – Tableau de codage utilisé en numérotation DTMF.



change bien d'état et, donc, si le montage raccroche suite à votre envoi de code, vous êtes certain que l'ordre a bien été décodé par IC_2. Si, suite à l'envoi d'un code, rien ne se passe, cela signifie tout simplement que IC_2 n'a pas pu le décoder pour une raison ou pour une autre (mauvaise qualité de la ligne en général).

L'avant-dernier élément qui nous reste à voir est IC_{4b}, qui est également un monostable et qui permet de disposer de deux modes de fonctionnement différents.

Dans le premier mode, la ligne INHIBIT de IC_3 est reliée à la masse par le strap S_4. Ce circuit est donc à même de fonctionner en permanence. Dès qu'un code valide est reçu, le relais correspondant colle et reste collé jusqu'à réception d'un autre code ou d'un ordre de décollage.

Si, en revanche, S_5 est mis en place, la ligne INHIBIT de IC_3 aboutit à la sortie de IC_{4b} qui est une impulsion déclenchée par le signal DV. Dans ces conditions, le relais sélectionné ne colle que quelques dixièmes de seconde ou quelques secondes selon le temps choisi grâce aux éléments passifs connectés à IC_{4b}. Cela peut être utile pour certaines applications.

Avant d'en terminer avec cette étude théorique, examinons de manière un peu plus précise ce qui se passe au niveau des sorties de IC_3. Tout d'abord, celles-ci sont reliées à IC_6, qui n'est autre qu'un boîtier regroupant huit darlingtons de moyenne puissance. En sortie de ce circuit, on peut commander sans problème des relais alimentés jusqu'en 40 V sous des courants de 100 mA !

Pour faciliter la réalisation du montage, nous vous recommandons cependant de choisir des relais dont la bobine s'alimente sous 6 à 12 V environ afin de pouvoir utiliser l'alimentation prévue également pour les relais.

L'utilisation des sorties de IC_3 mérite elle aussi un peu d'attention. Nous avons utilisé S_1 à S_8 car, compte tenu des codages effectués par les claviers téléphoniques, elles vont correspondre aux touches 1 à 8 (S_1 à 1, S_2 à 2 et ainsi de suite).

Pour faire décoller un relais préalablement activé, sans en faire coller un autre, il suffit donc d'envoyer un code différent des chiffres 1 à 8 inclus. Le 0 (comme action nulle) nous semble être un très bon choix mnémotechnique (mais toute autre touche différente de 1 à 8 convient aussi bien sûr).

Réalisation

Le module interface de ligne prend place sur un petit circuit imprimé au tracé visible figure 5. Le transformateur TL n'existe pas dans le commerce courant et doit être réalisé par vos soins, ce qui est très facile grâce aux explications que voici.

Il faut vous procurer du fil émaillé de 15/100e de millimètre de diamètre, si possible thermosoudable mais ce n'est pas impératif, et un pot ferrite type RM 10 de 400 nH d'inductance spécifique. Le modèle le plus répandu est le pot Siemens référence B 65813-N400-A28 que vous achèterez avec ses accessoires ; support de bobine et ressorts de montage référence B 65 814. La vis de réglage référence B 65 679 n'est, en revanche, pas utile. Si votre revendeur ne connaît pas ces produits, vous pouvez les commander chez Erel, 11 bis, rue Chaligny, 75012 Paris, qui pratique la vente par correspondance.

Une fois en possession de ces éléments, bobinez 350 spires de fil sur le support de bobine. Il est inutile de faire des spires jointives, le bobinage pouvant être fait « en vrac » ; veillez seulement à répartir régulièrement les spires afin d'avoir un bobinage bien cylindrique et non une grosse bosse d'un côté ou de l'autre. Dénudez, par grattage avec du papier de verre très fin si votre fil n'est pas thermosoudable, ou au fer à souder dans le cas contraire, les deux extrémités de cette bobine, et soudez les deux picots intérieurs du porte-bobine. Vérifiez à l'ohmmètre la continuité électrique.

Mieux vaut s'apercevoir maintenant d'un fil cassé que lorsque la deuxième couche sera finie !

Fig. 4. – Synoptique interne simplifié du SSI 202.

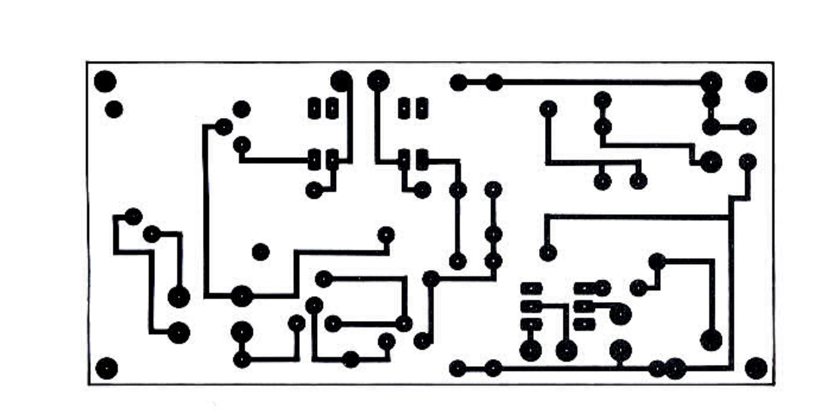


Fig. 5. – Circuit imprimé de l'interface de ligne, vu côté cuivre, échelle 1.

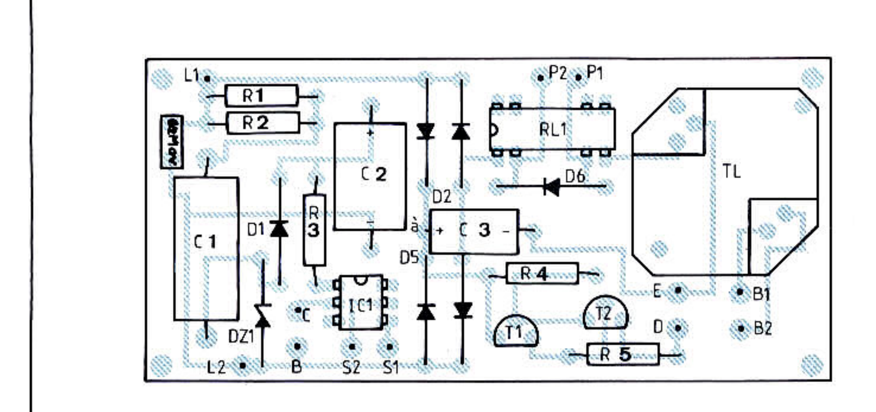
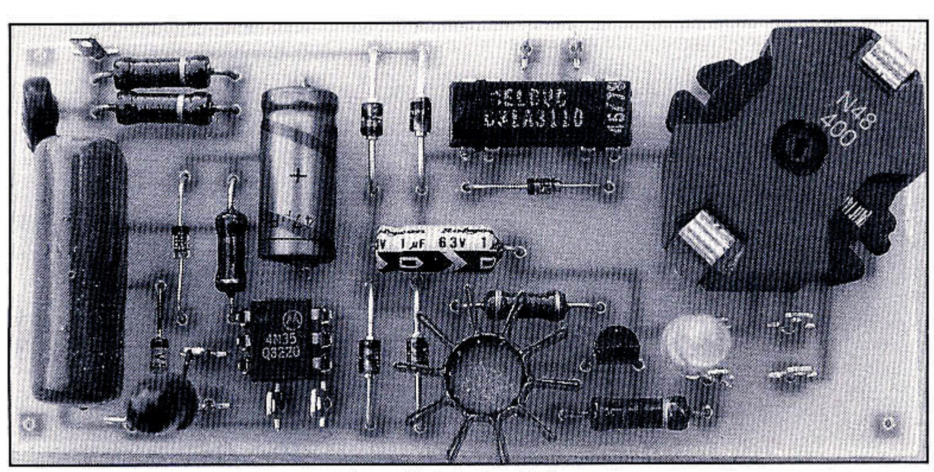


Fig. 6. – Implantation des composants sur le module interface de ligne.



Le module interface de ligne.

Recouvrez cette première bobine d'une couche de ruban adhésif noir d'électricien et bobinez de la même façon et par-dessus une deuxième fois 350 spires. Attention, ça rentre juste, surtout si votre adhésif est un peu épais, travaillez avec soin.

Dénudez et soudez ces deux nouvelles extrémités sur les deux picots opposés du porte-bobine et vérifiez aussi la continuité à l'ohmmètre. Si tout est bon, vous pouvez alors monter le pot. Mettez le porte-bobine entre les deux ressorts métalliques qui prennent appui dans les gorges

Nomenclature des composants de l'interface de ligne

Semi-conducteurs

GeMov : SIOV 07 K250 Siemens (Erel, voir texte)
IC_1 : 4N35, TIL 111
D_1, D_6 : 1N914 ou 1N4148
D_2 à D_5 : 1N4002 à 1N4007
DZ_1 : Zener 9,1 V 0,4 W, par ex. BZY88C9V1
T_1 : 2N1613, 2N1711, 2N1893, 2N2219A, 2N2222A
T_2 : BC 107, 108, 109, 182, 183, 184, 547, 548, 549
LED_1 : LED rouge n'importe quel type
LED_2 : LED verte n'importe quel type

Résistances 1/2 ou 1/4 W 5 %

R_1, R_2 : 2,2 kΩ 1/2 W
R_3 : 330 Ω
R_4 : 4,7 kΩ
R_5 : 18 Ω 1/2 W

Condensateurs

C_1 : 2,2 µF 200 V
C_2 : 47 µF 15 V
C_3 : 1 µF 63 V

Divers

RL_1 : relais DIL 5 V, un contact travail, sans ou avec diode
TL : transformateur de ligne (voir texte)

prévues à cet effet. En cas de doute, un coup d'œil à nos photos et un peu de bon sens vous aideront.
Une fois ce transformateur réalisé, procédez au montage des composants en suivant les indications de la figure 6. Veillez à l'orientation correcte des diodes et transistors. Pour ce qui est de TL, il est parfaitement symétrique, et peut donc être monté dans n'importe quel sens.
Une fois le montage terminé et vérifié, vous pouvez faire quelques essais. Pour cela, soudez provisoirement LED_1 et LED_2 sur les pastilles prévues à cet effet et munissez-vous d'une alimentation stabilisée ou d'une pile de 4,5 V. Connectez le montage aux bornes de votre ligne téléphonique et faites-vous appeler par un ami. La LED_1 doit s'allumer pour chaque coup de sonnerie (que vous pouvez contrôler en laissant votre téléphone en parallèle sur le montage). Connectez alors la sortie 5 V de votre alimentation ou votre pile de 4,5 V sur P_1, P_2 avec le pôle positif côté P_2 (sinon la diode D_6 va fumer !) ; le relais RL_1 doit coller, la LED_2 doit s'allumer et la sonnerie doit s'arrêter puisque vous venez de « décrocher ». Si vous reliez les points B_1 et B_2 à l'entrée d'un amplificateur BF, vous pourrez entendre votre correspondant sur ce dernier.
La réalisation du deuxième module ne présente pas plus de difficulté. Seul le tracé du circuit imprimé, présenté figure 7, vous demandera peut-être un peu plus d'attention car il est un peu plus fin. Remarquez que ce circuit imprimé ne supporte pas les relais, qui pourront ainsi être

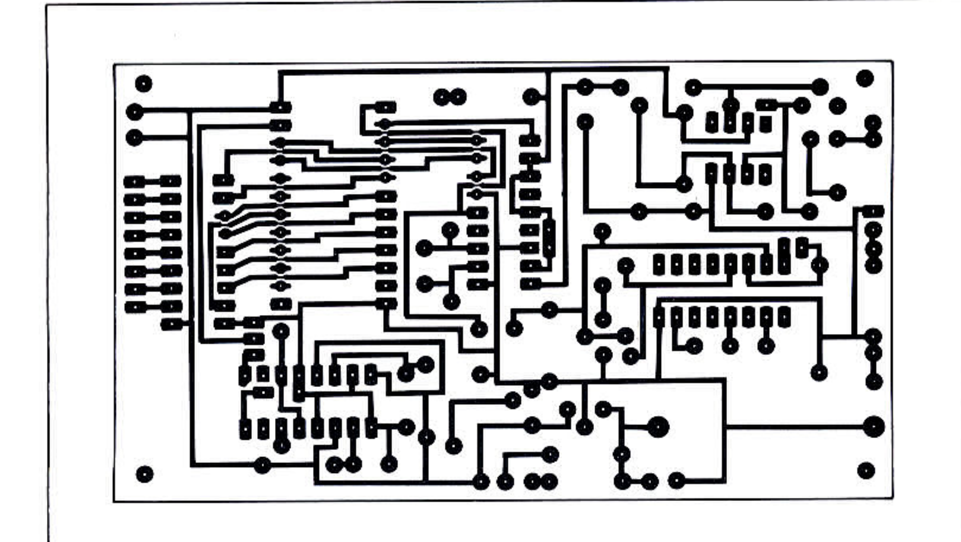


Fig. 7. – Circuit imprimé du module décodage, vu côté cuivre, échelle 1.

Fig. 8. – Implantation des composants sur le module décodage.

Nomenclature des composants du module décodage

Semi-conducteurs

IC_1 : LF 351
IC_2 : SSI 202 ou 75T202 ou CD 22202
IC_3 : 4514 CMOS
IC_4 : 4528 ou 4538 CMOS
IC_5 : 4017 CMOS
IC_6 : ULN 2803 ou ULN 2804
IC_7 : 7805 (régulateur + 5 V 1 A)
T_1 : BC 547, 548, 549
D_1 : 1N914 ou 1N4148
D_2, D_3 : 1N4001 à 1N4007
LED_1 : LED verte

Résistances 1/4 W 5 %

R_1 : 680 Ω
R_2 : 22 kΩ
R_3, R_4 : 68 kΩ
R_5 : 330 Ω
R_6 : 8,2 kΩ
R_7, R_{13} : 1 MΩ
R_8, R_{12} : 100 kΩ
R_9, R_{10}, R_{11} : 10 kΩ

Condensateurs

C_1, C_7, C_9 : 0,1 μF mylar
C_2 : 1,5 nF céramique
C_3, C_6 : 10 μF 25 V
C_4 : 22 μF 25 V
C_5, C_8 : 10 nF mylar
C_{10} : 1 000 μF 16 V
C_{11} : 22 nF céramique

Divers

TA : transformateur 220 V deux fois 9 V 10 VA ou plus selon relais utilisés
RL_1 à RL_8 : relais à votre convenance (voire texte)
Quartz : 3,579 MHz
P_1 : potentiomètre ajustable pour CI de 220 kΩ, modèle debout

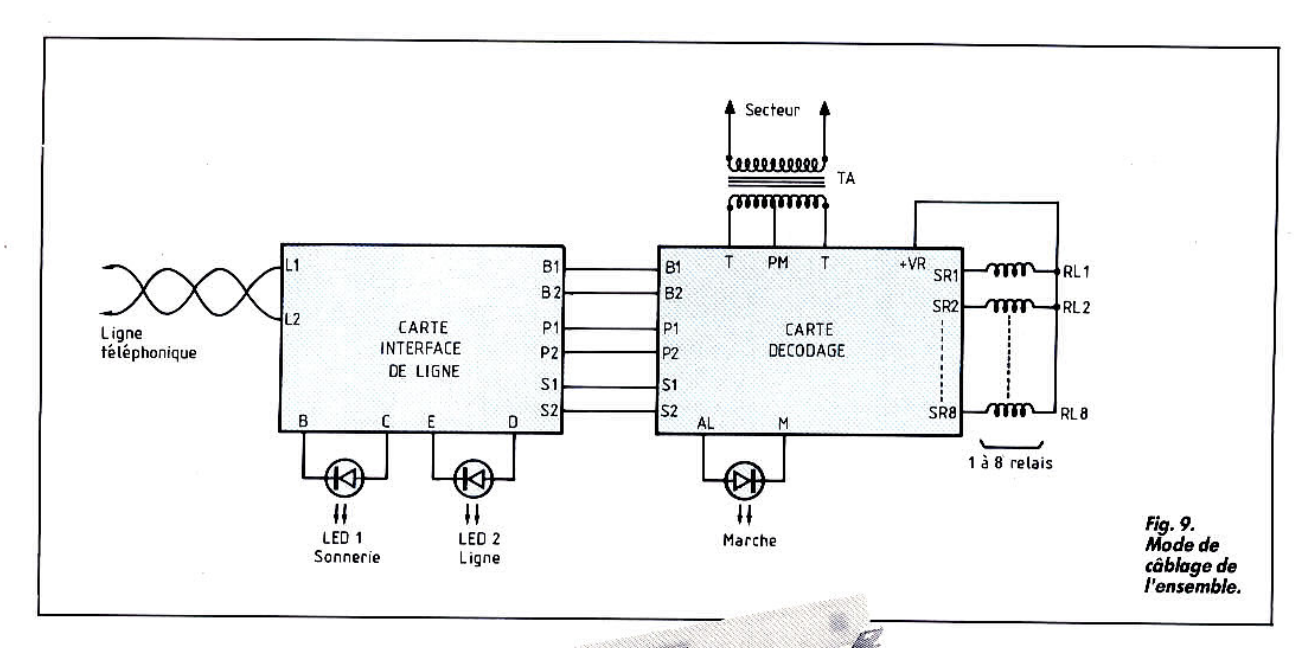
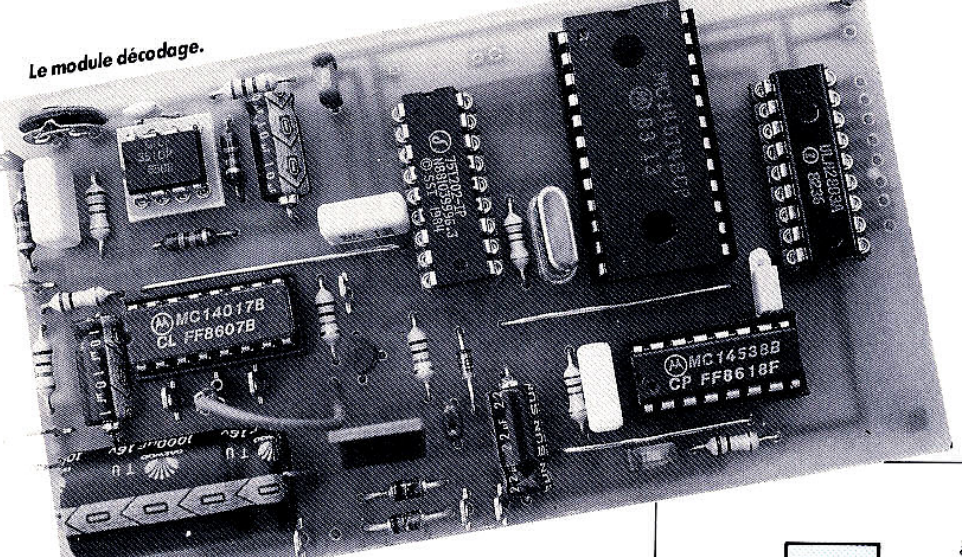


Fig. 9. Mode de câblage de l'ensemble.



Le module décodage.

choisis des types et tailles qui conviennent à vos besoins.

La mise en place des composants commencera impérativement par les straps, dont un passe sous IC_4. Les supports ne sont pas obligatoires si vous avez une bonne habitude du fer à souder, mais, en cas de problème, nous le conseillons tout de même, au moins pour IC_3.

Une fois le câblage terminé et vérifié, raccordez ce module au précédent comme indiqué figure 9 et connectez le module interface de ligne à votre ligne téléphonique au moyen d'une prise gigogne, ce qui vous permettra de laisser un téléphone branché en parallèle sur le montage. Cela peut s'avérer très utile pour les essais.

Ne vous souciez pas de l'absence de diode en parallèle sur les bobines des relais ; celles-ci sont intégrées dans IC_6.

Les essais

Si vous disposez d'un contrôleur universel, il n'est pas nécessaire, pour le moment, de connecter les relais.

Mettez en place le strap S_2 et le strap S_4, placez le curseur de P_1 à mi-course, puis mettez le montage sous tension ; hormis l'allumage de la LED témoin de marche, rien ne doit se passer.

Faites-vous alors appeler par un correspondant auquel vous aurez expliqué ce qu'il va avoir à faire ; correspondant qui, pour ces tests, doit impérativement être muni d'un téléphone à clavier DTMF. Après deux ou trois coups de sonnerie, la LED de prise de ligne doit s'allumer, et la sonnerie

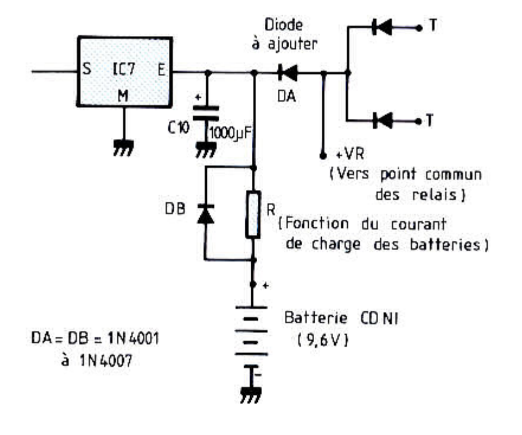


Fig. 10. – Utilisation d'une batterie de sauvegarde.

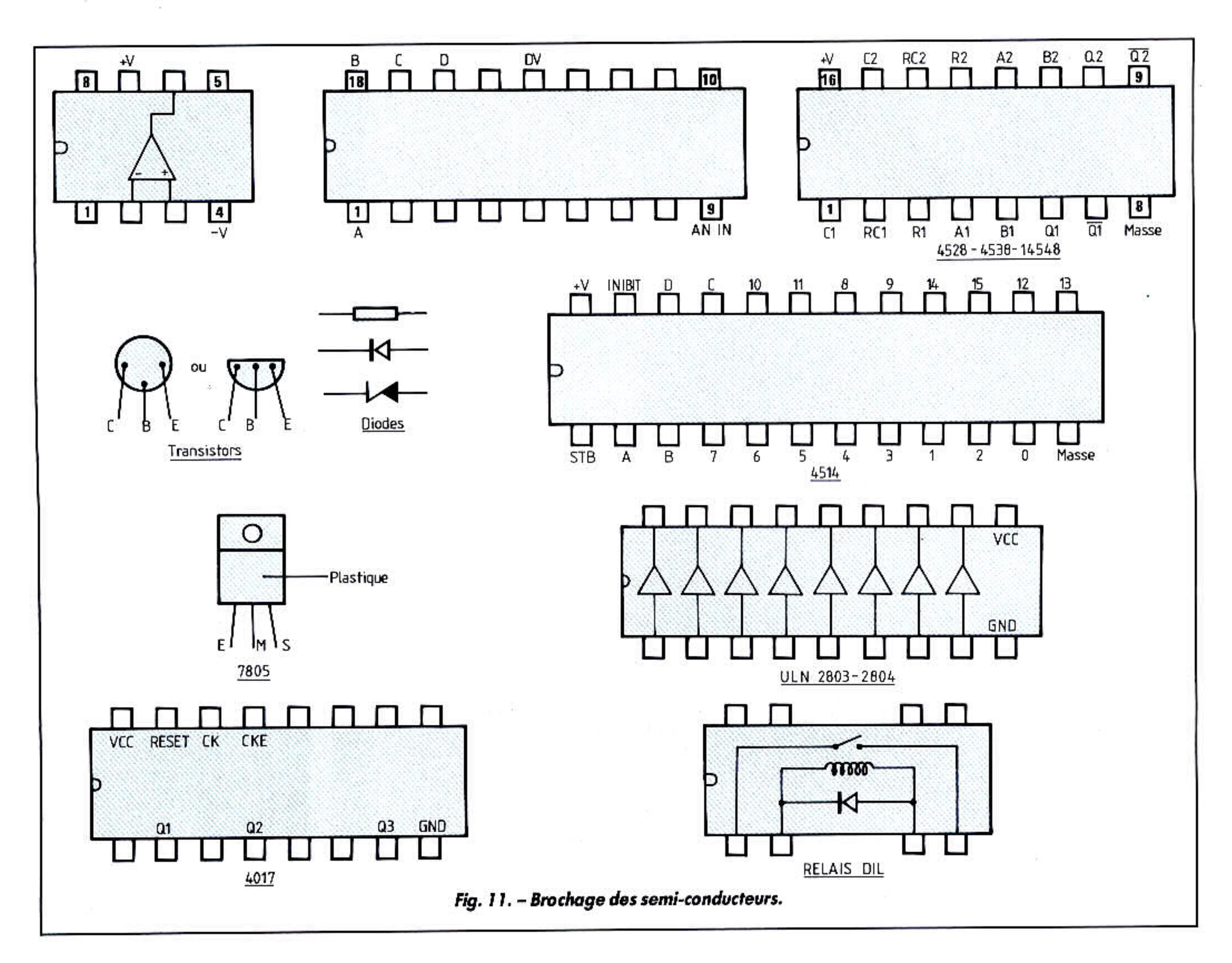


Fig. 11. – Brochage des semi-conducteurs.

doit donc cesser. Demandez alors à votre correspondant d'appuyer sur une des touches 1 à 8 de son clavier. La sortie correspondante doit passer au niveau haut, ce que vous pouvez vérifier en constatant le collage du relais correspondant ou en mesurant ce niveau sur l'une des pattes S_1 à S_8 de IC_3 (attention, ne faites pas la mesure en sortie de IC_6, vous n'y verriez rien). Simultanément, le montage doit raccrocher, ce qui fait éteindre la LED de prise de ligne.

Si le décodage de la tonalité ne se fait pas, modifiez la position du potentiomètre P_1 jusqu'à déterminer la plage de fonctionnement correcte. Placez ensuite le curseur de P_1 au centre de cette plage.

Vous pouvez alors essayer les autres sorties ainsi que leur désactivation par action sur une touche autre que 1 à 8. Vous pouvez aussi déplacer S_4 en S_5 pour vérifier le fonctionnement en mode impulsionnel.

Si le temps de collage ne vous suffit pas, augmentez le condensateur de 0,1 μF connecté sur IC_{4b} (mais pas la résistance de 1 MΩ).

Quelques remarques

Le boîtier de l'appareil pourra être quelconque. Il recevra, en face avant, outre un interrupteur marche arrêt, trois LED : celle de mise sous tension, celle de détention de sonnerie et celle de prise de ligne. Il sera ainsi facile de contrôler visuellement son activité.

Lors de la mise sous tension de notre montage, le compteur de coups de sonnerie est automatiquement mis à zéro, et le montage est donc placé en attente d'appel. En revanche, comme on ne peut remettre à zéro le circuit IC_3, il se peut qu'il démarre avec un relais quelconque collé. Il suffit alors de lui envoyer un code de décollage pour que tout rentre dans l'ordre.

Cette situation va évidemment se reproduire à chaque coupure d'alimentation, ce qui peut être gênant si le montage se trouve dans une maison lointaine sans surveillance (coupures EDF par temps d'orage par exemple). Une solution consiste à prévoir des batteries tampons connectées *via* une résistance de charge et une diode au montage. Une version de 9,6 V (huit éléments 1,2 V) convient très bien. Ces batteries n'alimenteront évidemment que l'électronique et non les relais, grâce à un mode de connexion présenté figure 10, qui nécessite juste l'ajout d'une diode sur le circuit imprimé. On assure ainsi une autonomie maximale au montage de plusieurs heures.

Si le téléphone à partir duquel vous appelez le montage n'est pas DTMF, il vous suffit tout simplement d'utiliser un boîtier composeur de numéro DTMF à couplage acoustique. Il en existe de nombreux dans le commerce et nous en avons même décrit un dans le numéro 1774 du *Haut-Parleur.*

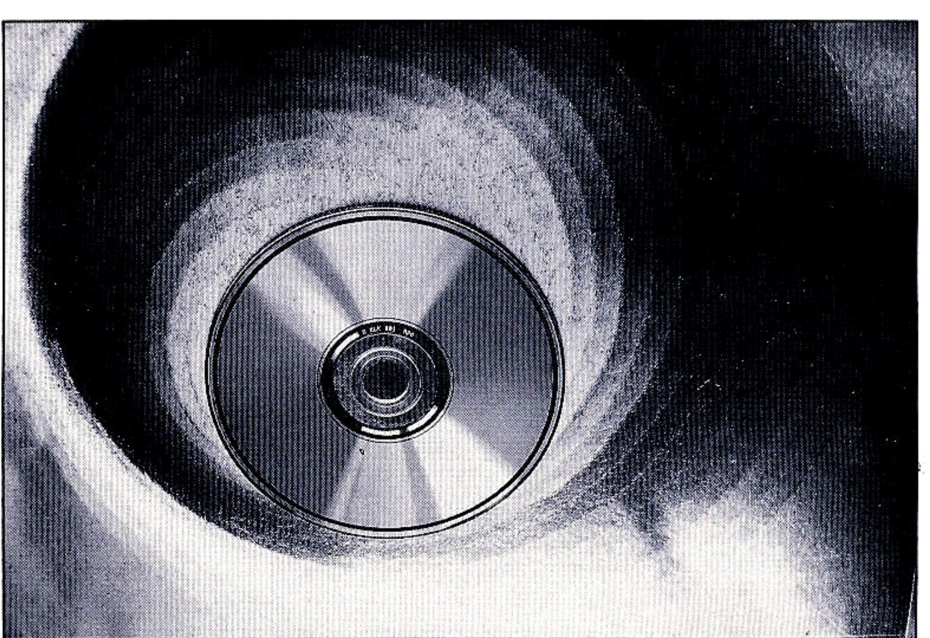
Conclusion

Voici encore une utilisation quelque peu insolite du réseau téléphonique, qui peut rendre de grands services dans les domaines du confort et de la sécurité.

C. TAVERNIER

Compresseur pour lecteur CD

Les disques CD sont de petites merveilles : distorsion négligeable et dynamique très étendue, au moins 60 dB, rapport 1:1 000. Oui, mais... une tension de 20 mV sur un haut-parleur (8 Ω) est à peine audible à une distance de 3 m. Selon les mesures publiées récemment par Sony, la dynamique d'un grand orchestre atteint 70 à 75 dB. Il faudrait donc disposer de plusieurs centaines de watts pour reproduire les passages les plus forts. C'est tout à fait insupportable dans une salle de séjour ordinaire (30 à 40 m²), sans parler des vitres cassées et de la colère légitime des voisins. Que faire ? Deux solutions s'imposent : a) continuer à fréquenter les salles de concert aussi souvent que possible ; b) introduire un petit compresseur bien étudié entre le lecteur CD et l'amplificateur pour l'écoute domestique !



Choix du circuit compresseur

Le principe d'un circuit compresseur est très simple : le gain d'un amplificateur opérationnel est déterminé par un élément dont la résistance varie en fonction de l'amplitude du signal. Pour cet élément, nous avons choisi un transistor à effet de champ. Ce type de transistor présente une résistance entre le drain et la source (R_{DS}) qui augmente en fonction de la tension de polarisation (voir courbe, fig. 1).

Le schéma simplifié de la figure 2 va nous permettre de mieux comprendre le fonctionnement et de déterminer les paramètres qui doivent être pris en compte.

A_1 est un amplificateur opérationnel dont le gain dépend du rapport :

$$\frac{Rp//RFET + Rcr_1}{Rp//RFET} \quad (1)$$

A la sortie de A_1 le signal est conduit vers A_2. Son gain est déterminé par le rapport :

$$\frac{RV + Rcr_2}{RV} \quad (2)$$

La tension de sortie de A_2 est convertie par D_1 en une tension de polarisation négative pour T_1.
De cette façon, lorsque l'amplitude du signal augmente, la tension négative sur T_1 et par conséquent la résistance entre le drain et la source augmentent aussi. Selon la formule (1), le gain de A_1 s'en trouve réduit. Quand l'amplitude du signal atteint son maximum, la résistance R_{DS} du transistor devient très élevée et le gain est donc uniquement déterminé par le rapport :

$$\frac{Rp + Rcr_1}{Rp} \quad (3)\ (*)$$

Bien entendu, tous ces paramètres vont s'influencer mutuellement et il faut tenir compte des phénomènes suivants :

1° La résistance interne des transistors à effet de champ varie assez fortement d'un spécimen à l'autre. Pour le type BF 245 par exemple, nous avons relevé des valeurs pour R_{DSon} (sans polarisation) comprises entre 120 et 400 Ω.

(*) Ces trois formules sont un peu simplifiées, mais l'erreur est inférieure à 0,01 %.

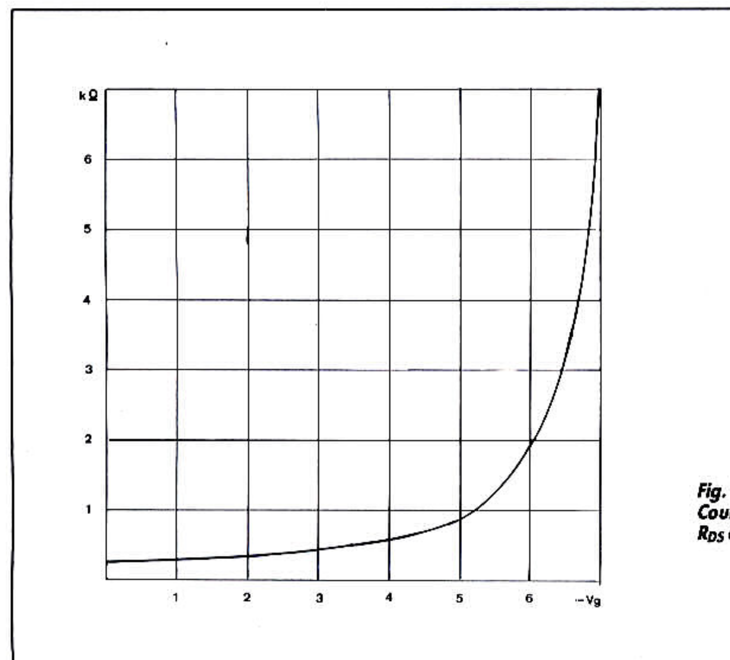


Fig. 1
Courbe de résistance R_{DS} d'un transistor FET.

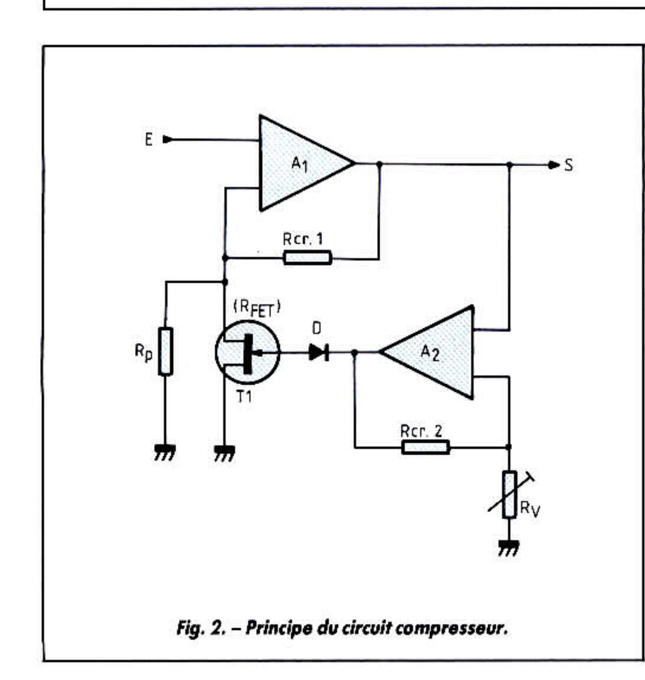


Fig. 2. – Principe du circuit compresseur.

Pour diverses raisons, la valeur optimale se situe entre 220 et 280 Ω.

2° Comme le montre la courbe de la figure 1, le rapport entre – Vg et R_{DS} est loin d'être linéaire. Il faut donc appliquer une forte contre-réaction en série (R_6 et R_7 dans le schéma complet de la fig. 3) pour réduire la distorsion.

3° Pour éviter une surcharge de A_1, la tension d'entrée ne doit pas dépasser 200 mV. Puisque les lecteurs CD ont en général un niveau maximal de 2 V, il faut prévoir un diviseur de tension 10/1.

4° Un taux de compression au-delà de 14 dB (1/5) est à déconseiller. La figure 4, courbe B, nous montre ce qui se passe avec une compression de 20 dB (1/10). Dans ce cas, la compression devient trop sévère : quand le signal d'entrée augmente de 1 V à 2 V, la différence à la sortie de A_1 n'est que de 250 mV à 290 mV. En d'autres termes, la courbe est trop aplatie. Plus grave encore, la distorsion harmonique devient excessive. C'est l'effet du coude dans la courbe de la figure 1. La résistance Rp, en parallèle sur T_1, permet de réduire le taux de compression à un niveau convenable : 14 dB dans le cas présent. On obtient ainsi la courbe A de la figure 4. Remarquez la double courbure, qui indique l'influence de Rp.

Nous trouvons le résultat de toutes ces considérations dans le schéma définitif de la figure 3.

Le schéma complet

R_1 et R_2 ($R_{1'}$ et $R_{2'}$) forment le diviseur de tension 1/10. R_2 ($R_{2'}$) est composée de deux résistances de 2,2 kΩ en parallèle. Les valeurs de R_4 et R_5 ($R_{4'}$ et $R_{5'}$) dépendent de la résistance R_{DSon} de T_1 ($T_{1'}$) ; faisons le calcul pour R_{DSon} = 260 Ω. Nous avons choisi pour R_4 = 1,5 kΩ et R_5 = 3,3 kΩ. Dans ce cas, R_4/R_{FET} revient à :

$$\frac{1\,500 \times 260}{1\,500 + 260} = 222\ \Omega$$

Le gain de IC_{1a} est alors, selon la formule (1) :

$$G = \frac{222 + 3\,300}{222} = 15{,}86$$

C'est le taux d'amplification pour les signaux en dessous de 30 mV.

Pour les signaux de pointe (2 V), la résistance R_{DS} est devenue très élevée et l'amplification est réduite à :

$$G = \frac{R_4 + R_5}{R_4}$$

$$= \frac{1\,500 + 3\,300}{1\,500} = 3{,}2$$

Taux de compression : 15,86 : 3,2 = 4,96.

Pour des valeurs différentes de R_{DSon}, consultez le tableau 1. En principe, le calcul est très simple : $R_4 = 6 \times R_{DSon}$, $R_5 = 1{,}2 \times R_{DSon}$. Dans le tableau, nous avons arrondi les résultats, pour obtenir des valeurs courantes pour R_4 et R_5.

A la sortie des amplificateurs opérationnels IC_{1a} et IC_{1b}, une part des signaux stéréo

$$\frac{(\text{gauche} + \text{droite})}{2{,}2}$$

est prélevée à travers R_{12}, R_{13} et conduite vers IC_2, dont le gain est ajusté avec P_1, afin d'obtenir une tension de sor-

R_{DSon}	R_4 ($R_{4'}$)	R_5 ($R_{5'}$)
190-210	1,2 kΩ	2,4 kΩ (2,7 kΩ//22 kΩ*)
210-230	1,2 kΩ	2,7 kΩ
230-250	1,5 kΩ	3 kΩ (3,3 kΩ//33 kΩ*)
250-270	1,5 kΩ	3,3 kΩ
270-290	1,5 kΩ	3,3 kΩ
290-310	1,8 kΩ	3,6 kΩ (3,9 kΩ//47 k Ω*)
* La deuxième résistance est soudée côté cuivre.		

Tableau 1. – Valeurs de R_4 ($R_{4'}$) et R_5 ($R_{5'}$).

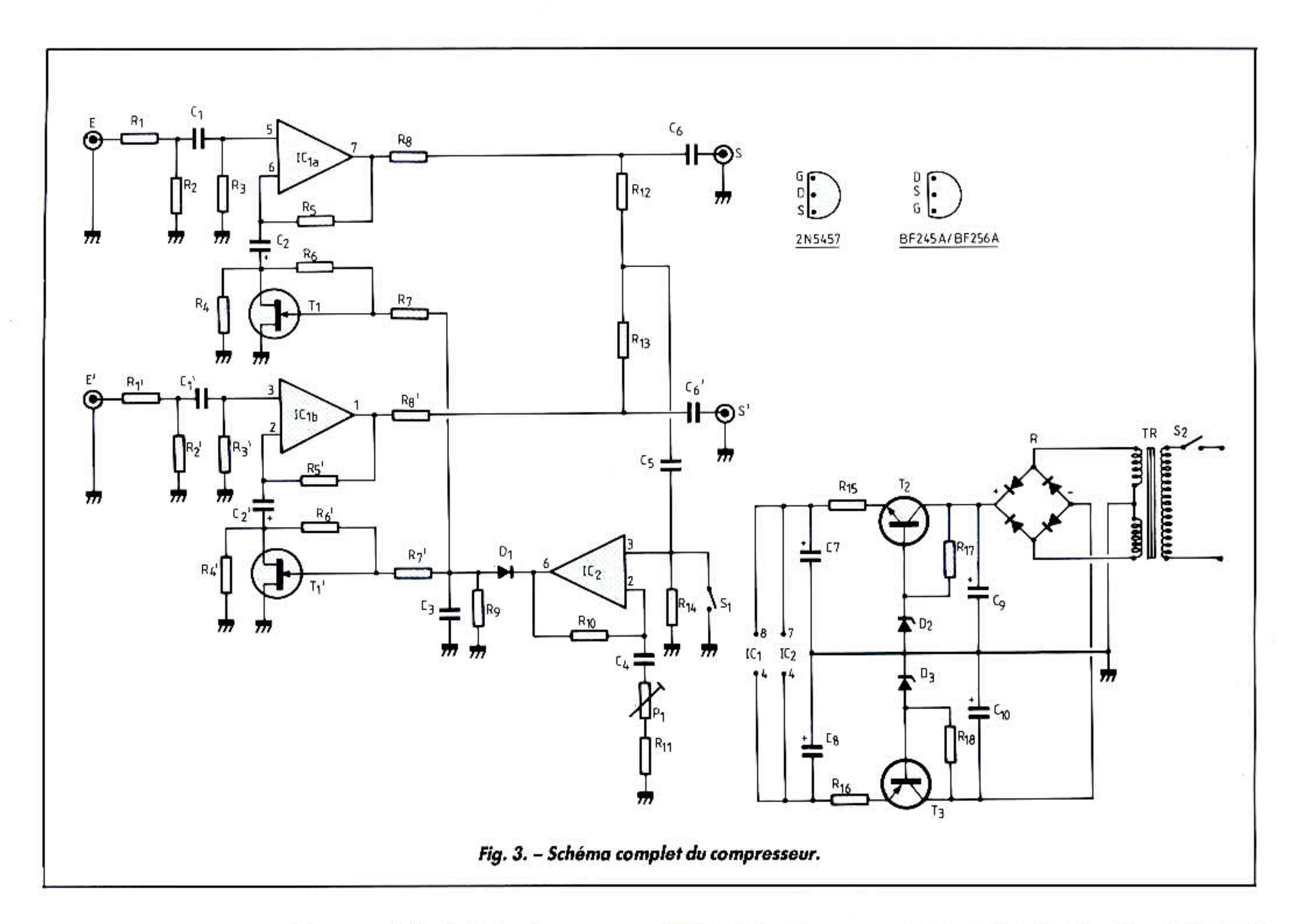


Fig. 3. – Schéma complet du compresseur.

tie d'environ 5 V~, quand le signal du lecteur CD atteint son niveau maximal.

IC_2 est suivi d'une diode D_1 (au germanium) qui fournit une tension continue d'environ – 7 V.

Cette tension assure la polarisation des transistors T_1 et $T_{1'}$.

Avec l'interrupteur S_1 en position fermée, on peut supprimer l'effet de compression, puisque la tension de commande au point commun de R_{12} et R_{13} est mise à la masse.

Le compresseur fonctionne avec une alimentation symétrique de ± 15 V. La consommation ne dépassant pas 10 mA, un petit transformateur 1,5 VA est largement suffisant. Pour le filtrage et la stabilisation, nous avons employé deux transistors Darlington, PNP et NPN, avec diodes Zener, suivis d'une cellule RC supplémentaire, composée de R_{15} et C_7 pour la tension positive et de R_{16}, C_8 pour la tension négative. Cela peut paraître un peu vieux jeu, mais il se trouve que le bruit de fond est nettement inférieur à celui d'un régulateur intégré 7815 ou 7915.

Réalisation pratique

Le compresseur et son alimentation sont montés sur une seule plaquette, dont la figure 5 montre le côté cuivre, tandis que l'implantation des composants se trouve à la figure 6.

A noter que les résistances R_4, $R_{4'}$, R_5, $R_{5'}$, R_7, R_{13}, R_{17}, R_{18} sont montées verticalement.

Attention aux brochages différents des transistors FET T_1, $T_{1'}$.

Au point L, on peut connecter une diode LED à travers une résistance de 3,3 kΩ.

Les points « p » sont des points de mesure. On remarquera huit autres points, qui ont servi à la mise au point du prototype. On peut les supprimer.

Liste des composants

Résistances 1/8 (1/4 W) 1 % (2 %)

R_1, $R_{1'}$: 10 kΩ
R_2, $R_{2'}$: 1,1 kΩ (2 × 2, 2 kΩ)
R_3, $R_{3'}$: 100 kΩ
R_4, $R_{4'}$: voir texte
R_5, $R_{5'}$: voir texte
R_6, $R_{6'}$, R_7, $R_{7'}$, R_9 : 1 MΩ
R_8, $R_{8'}$: 100 Ω
R_{10} : 33 kΩ
R_{11} : 1,5 kΩ
R_{12}, R_{13} : 15 kΩ
R_{14} : 150 kΩ
R_{15}, R_{16} : 47 Ω
R_{17}, R_{18} : 2,7 kΩ

Condensateurs MKM ou Mylar

C_1, $C_{1'}$, C_6, $C_{6'}$: 330 nF
C_3 : 470 nF
C_5 : 100 nF

Condensateurs chimiques

C_2, $C_{2'}$: 47 µF, 16 V
C_4 : 2,2 µF, 16 V
C_7, C_8 : 220 µF, 16 V
C_9, C_{10} : 470 µF, 25 V

Potentiomètre

P_1 : 5 kΩ ajustable

Semiconducteurs

D_1 : diode germanium AA119, etc.
D_2, D_3 : Zener 15 V, 400 mW
T_1, $T_{1'}$: 2N5457, BF245A, BF256A
T_2 : BC 517
T_3 : BC 516
IC_1 : NE 5532
IC_2 : LF 351, TL 081

Divers

S_1 : interrupteur 1 circuit, 2 positions
S_2 : interrupteur 1 circuit, 2 positions (220 V, 1A)
R : redresseur en pont 50 V, 0,7 A
TR : transformateur 1,5 VA, 2 × 15 V, 50 mA (voir texte)

N'oubliez pas les quatre fils de raccordement sur la plaquette.
Le transformateur TR est un modèle miniature 1,5 VA (EREA E24TR2) aux dimensions 27,5 × 32,5 × 28 mm. Un plus grand modèle sera monté séparément et connecté à la plaquette.
L'ensemble peut être logé dans une petite boîte, par exemple Alubox N11, Teko 4B, Minibox 125, etc.
Si vous disposez d'un préamplificateur avec alimentation symétrique 2 × 15V, la partie alimentation est superflue et les connexions +V et −V se font aux endroits indiqués sur la plaquette.

Essais préliminaires

Etant donné les écarts entre les différents transistors FET, il faudra d'abord chercher deux spécimens (T_1 et $T_{1'}$), dont la résistance R_{DSon} reste dans les limites 200 à 300 Ω. En outre, les valeurs pour T_1 et $T_{1'}$ doivent être à peu près égales (± 5 %). Heureusement, quand ils proviennent du même lot, c'est souvent le cas. Par ordre de préférence : 2N5457, BF 245A, BF 256A.
Voici comment il faut procéder (voir fig. 7).

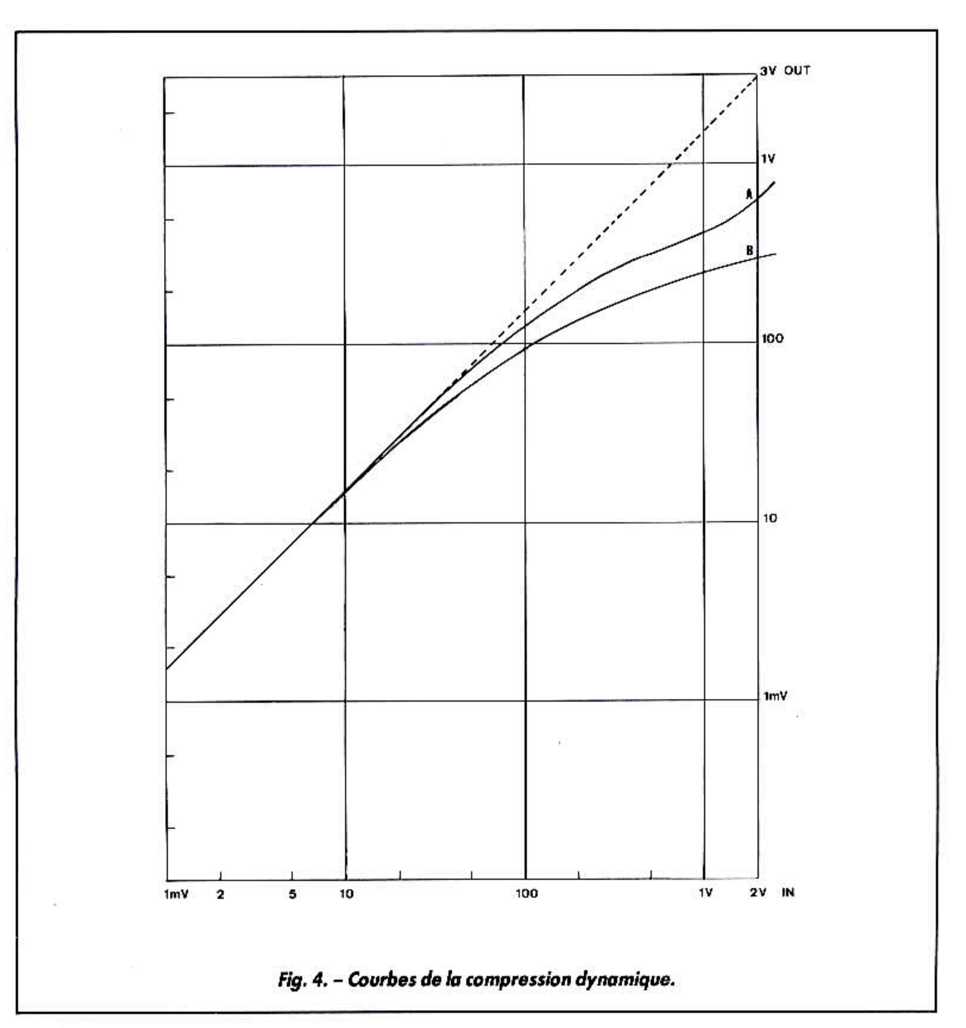


Fig. 4. – Courbes de la compression dynamique.

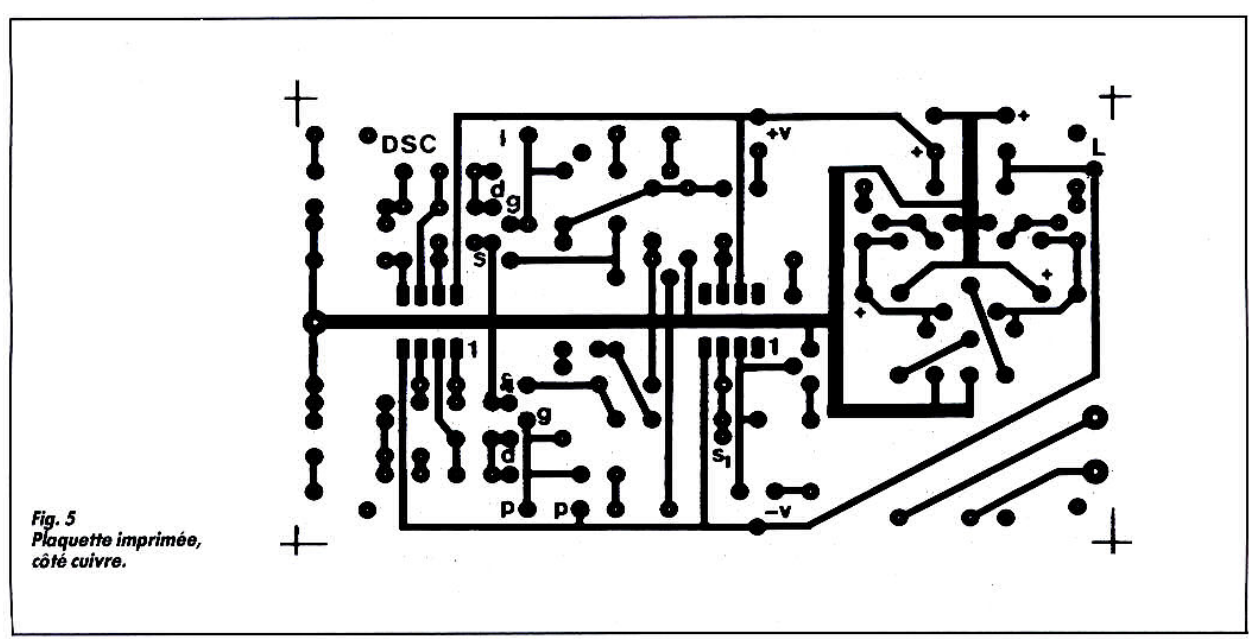


Fig. 5
Plaquette imprimée, côté cuivre.

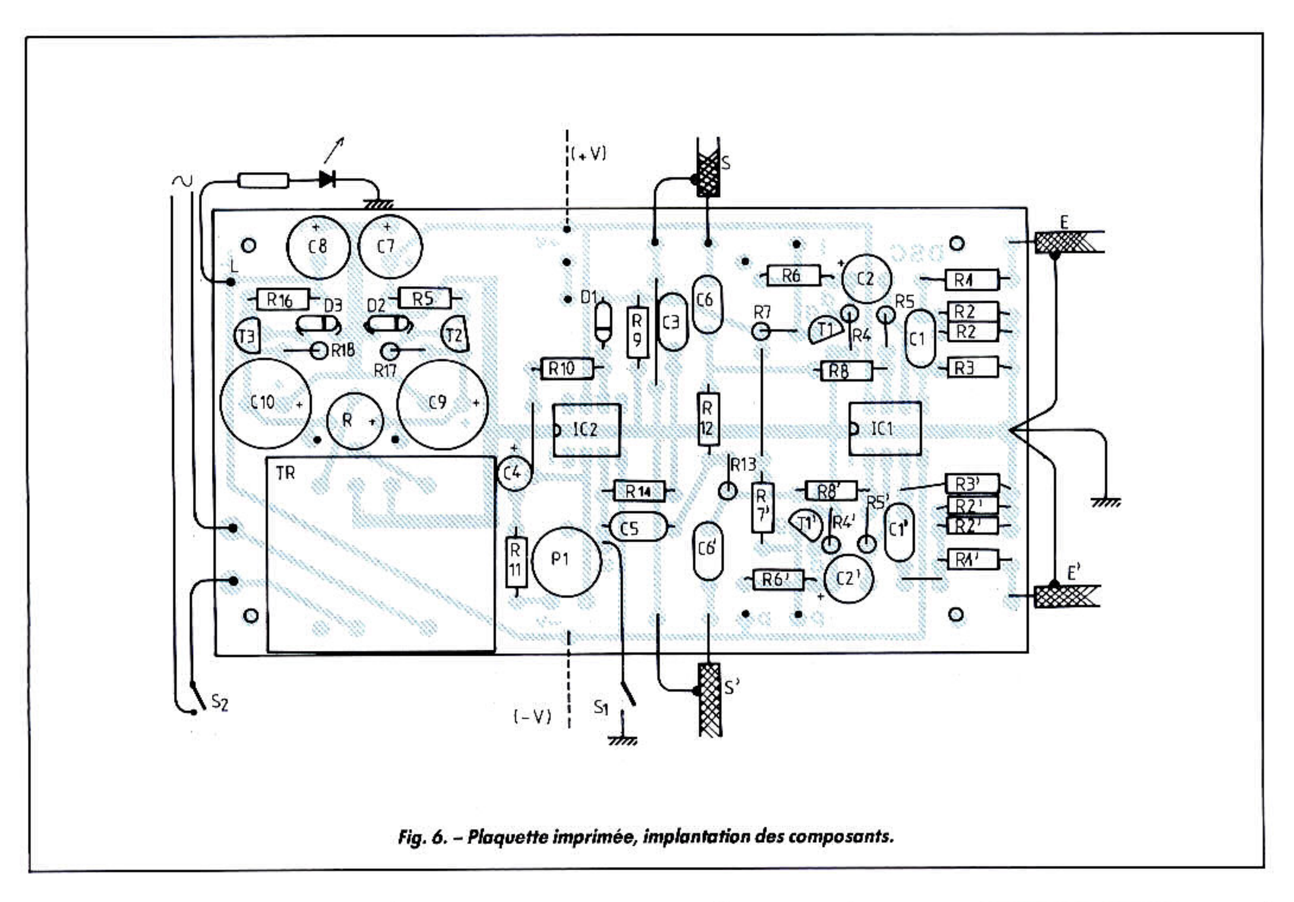


Fig. 6. – Plaquette imprimée, implantation des composants.

Vb est une source de tension alternative ou continue de 1 V. Si la tension de cette source est plus élevée, vous pouvez inclure une deuxième résistance afin d'obtenir exactement 1 V pour Vb. R est une résistance 3,3 kΩ, 1 %.

On mesure successivement Vb et VFET. L'appareil de mesure doit avoir une résistance d'entrée d'au moins 30 kΩ. Prenons un exemple : VFET = 62,5 mV.

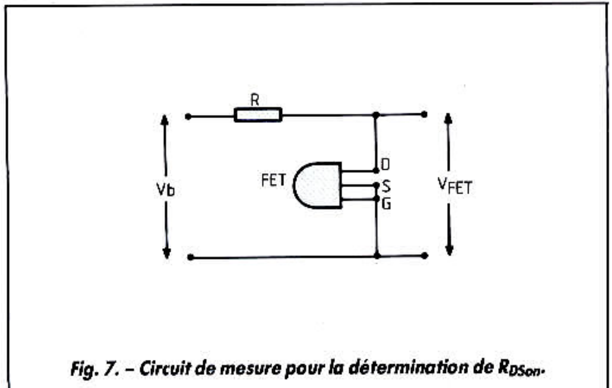


Fig. 7. – Circuit de mesure pour la détermination de R_{DSon}.

On obtient :

$$RFET = \frac{R \times VFET}{Vb - VFET}$$

$$= \frac{3\,300 \times 625}{1\,000 - 62{,}5} = 220\ \Omega$$

Ensuite, on consulte le tableau 1 pour trouver R_4 et R_5.

Mise au point

Elle se limite au réglage de P_1 afin d'obtenir une polarisation correcte pour T_1 et $T_{1'}$. Il faut procéder comme suit :

a) Connectez les deux entrées (E et E') entre elles.

b) Injectez un signal basse fréquence de 2 V~.

c) Fermez S_1 et mesurez ensuite la tension de sortie de chaque canal (S et S'). Vous devez lire entre 3 V~ et 3,2 V~.

d) Maintenant, ouvrez S_1 et ajustez P_1 pour obtenir une tension de sortie d'environ 600 à 660 mV~, ce qui correspond à un taux de compression de ± 14 dB.

Remarque : si vous ne disposez pas d'un générateur BF, vous pouvez utiliser un transformateur basse tension. Mettez une résistance en série, par exemple 11 kΩ pour une tension secondaire de 6 V~, en tenant compte de la résistance d'entrée (2 × 11,1 kΩ en parallèle = 5,55 kΩ).

Pour toute sécurité, vous pouvez vérifier la courbe de réponse pour des tensions d'entrée de 1 V~ et 200 mV~ (voir courbe A de la fig. 4).

L. BOULLART

FICHE TECHNIQUE

1 – Taux de compression : 13,5-14 dB.

2 – Ronflement : 60 μV (– 80 dB).

3 – Rapport signal/bruit : 14 μV (– 92 dB).

4 – Distorsion harmonique :
(Vin = 200 mV) 0,05 %
(Vin = 2 V) 0,06 %
(Vin = 2 V, S_1 fermé) 0,04 %.

REFERENCES

1 – *Field-effect transistors* (Philips Application Book, 1972, p. 100-103).

2 – J. Wüstehube : *Feldeffect transistoren* (Valvo Gmbh, Allemagne 1968).

3 – *Automatische Volumeregeling* (Elektuur, juillet 1988, p. 115).

Pratique de l'électronique

Division et multiplication de fréquence

Nous avons presque terminé la description du comparateur de phase et de fréquence, élément essentiel de la technique PLL. Encore un petit effort et nous découvrirons qu'avec un peu d'astuce ce dispositif peut se révéler très performant et piloter directement des générateurs de courant... qui piloteront à leur tour un VCO. Mais cela, c'est une autre histoire.

6e PARTIE
voir N° 1780 et suivants

Accrochez vos ceintures, l'explication commence !

Donc, comme nous l'avons vu, si les signaux en A et B sont rigoureusement en phase (fig. 45), nous aurons, sur les sorties Q et Q', deux montées au niveau haut d'une durée minuscule T_0, suivies immédiatement de redescente.

En fait, les formes d'ondes de la figure 45 ont été dessinées en exagérant nettement la valeur de T_0, car, dans la réalité, on ne voit, en examinant les signaux de ces sorties à l'oscilloscope, que des minuscules tops, à peine visibles tant ils sont fins. Il va de soi que les valeurs moyennes u et v sont alors parfaitement nulles, les sorties Q et Q' étant au niveau bas pendant 99,999... % du temps.

Supposons maintenant (fig. 46) que le signal en B ait un retard de phase d'environ un quart de période par rapport au signal en A.

Il peut sembler logique que les signaux sur les sorties Q et Q' soient ceux que l'on voit sur les courbes (3) et (4) de la figure. Les deux sorties étant basses au moment de l'arrivée d'un flanc descendant en A (temps t_1), la sortie Q va monter. Au temps t_2, où arrive un flanc descendant en B, Q' va monter à son tour, déclenchant donc la redescente presque immédiate de Q et Q'.

Et, en effet, ce sont bien les signaux que l'on observera si les sorties Q et Q' étaient basses toutes les deux au temps t_1, c'est-à-dire quand un flanc descendant arrive en A.

Notons bien que Q, comme Q', ne redescendent pas au moment **exact** de l'arrivée du flanc descendant en B : ces deux descentes sont retardées du minuscule temps T_0, dont nous avons déjà parlé, par rapport au temps t_2.

Cela peut se passer autrement

Oui, mais... supposons maintenant que la sortie Q' ait été haute au temps t_1. Les courbes (5) et (6) de la même figure nous montrent ce qui se passe. En effet, à l'instant t_1, Q va monter. Comme Q' est haut, cela va entraîner une redescente presque immédiate de

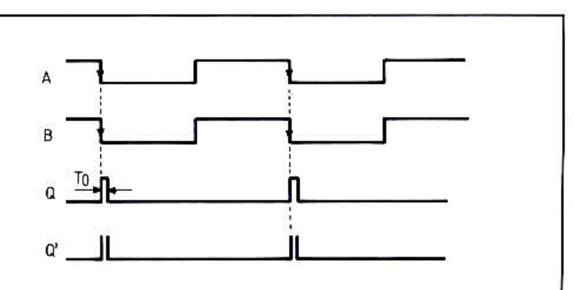


Fig. 45. – Si les deux signaux appliqués en (A) et (B) au CPF sont en phase, les deux sorties Q et Q' passent ensemble au niveau haut, mais n'y restent qu'un temps extrêmement court, T_0, les portes P provoquant la remise au zéro des deux bistables simultanément.

Q (et de Q'). A l'instant t_2, Q' monte, mais reste haut (il le peut, puisque Q est bas).
Au flanc descendant suivant sur A, nous retrouvons un minuscule top sur Q, une descente de Q'... et ainsi de suite.
Donc, avec un signal en B présentant un retard de phase d'un quart de période par rapport au signal en A, nous pouvons avoir :
1° un signal sur Q haut pendant 25 % du temps, bas pendant 75 % du temps, le signal sur Q' étant fait de tops très fins ;
2° un signal sur Q fait de tops très fins, la sortie Q' étant haute pendant 75 % du temps, basse pendant 25 % du temps.
Mais alors, quelles sont les « bonnes » formes d'ondes ? Les (3) et (4), ou les (5) et (6) ? La réponse est la même que celle qui est donnée à la question « Quel est l'état de la sortie Q du basculeur de la figure 36 ? », et cette réponse est : « Cela dépend de ce qui s'est passé antérieurement. »
Nous comprendrions très bien que les lecteurs soient agacés par une telle réponse, objectant : « Mais les signaux en A et B sont périodiques, ils durent comme cela depuis longtemps. On ne va tout de même pas en déconnecter un pendant quelques périodes pour le reconnecter juste au bon moment ! »
Non, ce n'est pas ainsi que l'on va procéder, mais c'est nettement plus subtil.

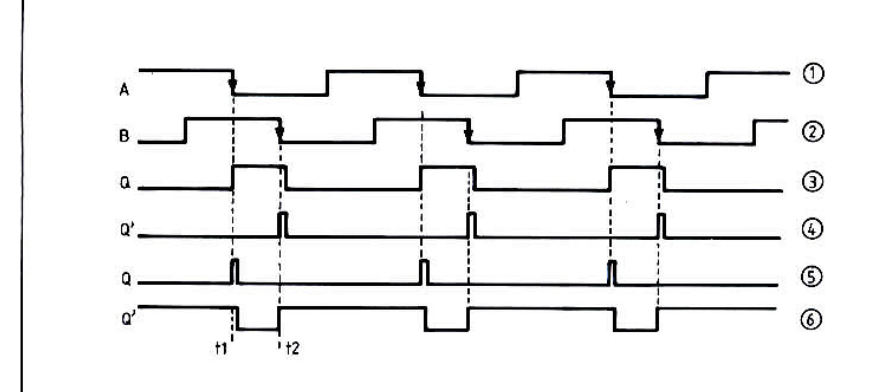


Fig. 46. – Quand les signaux appliqués aux entrées (A) et (B) du CPF ne sont pas en phase, les sorties Q et Q' peuvent fournir des signaux tels que ceux que l'on voit en (3) et (4). Mais il se peut aussi que ces signaux aient les formes représentées sur les courbes (5) et (6).

Qui a pris du retard ?

Commençons par envoyer en A et B des signaux rigoureusement synchrones (déphasage 0). Nous aurons, sur les sorties Q et Q', les formes d'ondes indiquées sur la figure 45.
Faisons prendre maintenant au signal en B un minuscule retard de phase, correspondant à un écart entre les flancs descendants inférieur à T_0. Le passage au niveau haut de la sortie Q va se trouver très légèrement prolongé ; donc, si nous faisons croître encore le retard de B par rapport à A, ce sont les signaux correspondant aux formes d'ondes (3) et (4) qui apparaîtront sur Q et Q'.
A l'opposé, toujours en partant du synchronisme des signaux en A et B, donnons au signal en B une toute petite avance de phase par rapport à A. Ce sera l'inverse, le signal en Q se réduira à des tops très fins, le signal en Q' devenant immédiatement haut pendant une partie croissante de la période.
Donc si, comme dans le premier cas, le signal en B prend un retard de phase croissant par rapport au signal A, la sortie Q' sera toujours faite de tops très fins, la sortie Q variant comme celle d'un phasemètre à bistable R-S (celui de la fig. 37).
En revanche, si, comme dans le second cas, le signal de B prend une avance de phase croissante (que l'on peut qualifier de retard de phase décroissant) par rapport au signal A, c'est la sortie Q qui se compose de tops très fins, la sortie Q' présentant l'aspect de celle d'un phasemètre de type R-S.
Or, que signifie « B présente un retard de phase croissant par rapport à A » ? Tout simplement que la fréquence de B est inférieure à celle de A.
Si, au contraire, le retard de phase de B par rapport à A est décroissant, cela veut dire que la fréquence de B est supérieure à celle de A.

Résumons-nous !

Si l'on envoie en A un signal à fréquence F_0 et, en B, un signal à fréquence F_1, inférieure à F_0, le déphasage en retard de B par rapport à A ira en croissant, les formes d'ondes sur les sorties Q et Q' auront l'aspect qu'illustrent les courbes (3) et (4).

La tension u va donc croître de zéro jusqu'au maximum chaque fois que le déphasage va de 0 à 360°, retombant brusquement à zéro quand le déphasage dépasse 360°, pour recommencer à croître. Pendant ce temps, la tension v restera pratiquement nulle.

Si, maintenant, F_1 est supérieure à F_0, les signaux présents sur les sorties Q et Q' auront les formes qu'illustrent les courbes (5) et (6) de la figure 46.

La tension u va donc rester pratiquement nulle, tandis que la tension v sera maximale dès que le signal en B présentera une petite avance de phase par rapport à A, après quoi elle décroîtra régulièrement jusqu'à zéro, atteignant cette valeur quand le signal en B, ayant pris une période d'avance par rapport à A, se retrouvera en phase avec ce dernier.

Il faut bien prendre conscience du fait que le passage du régime défini par les courbes (3) et (4) de la figure 46 au régime défini par les courbes (5) et (6) de cette même figure se fait comme suit.
Quand les deux signaux arrivent en concordance de phase, si F_1 est inférieur à F_0 (autrement dit, si le déphasage en retard du signal B par rapport au signal A est croissant), le montage passe dans le régime défini par les courbes (3) et (4) de la figure 46 (ou y reste s'il y est déjà).
Quand les signaux A et B arrivent en concordance de phase, F_1 étant supérieur à F_0 (autrement dit, si le retard de phase de B par rapport à A est décroissant), le montage passe dans le régime défini par les courbes (5) et (6) de la figure 46 (ou y reste s'il y est déjà).

Un montage « séquentiel au second degré »

Il y a là une difficulté très grande pour la compréhension du fonctionnement de ce « CPF ». On peut y voir un degré de plus dans l'augmentation de difficulté quand on passe d'un circuit « combinatoire » à un circuit « séquentiel ».
En effet, un circuit dit « combinatoire » (comme une porte, un additionneur parallèle) a une « table de vérité » (quel nom grandiose et biblique, mais c'est le nom classique). Autrement dit, quand on connaît, à un moment donné,

les états de toutes ses entrées, on connaît, sans ambiguïté, les états de ses sorties (ou l'état de sa sortie, s'il n'y en a qu'une).

Par exemple, si vous appliquez aux entrées d'un circuit « ou exclusif » un niveau haut sur l'une, bas sur l'autre, vous pouvez être sûr que le niveau de la sortie est haut, et cela quel que soit l'ordre dans lequel vous avez appliqué les niveaux aux entrées (la haute d'abord, la basse ensuite, ou le contraire), et quelles qu'aient pu être les variations des niveaux de ces entrées avant le moment considéré.

Le circuit combinatoire est donc un « brave circuit », dont le comportement est aisé à prévoir.

Les choses deviennent plus complexes si vous considérez un basculeur bistable, comme le montage de la figure 36. Le fait de savoir que, au moment qui vous intéresse, les entrées S et R sont hautes toutes les deux ne suffit pas pour vous permettre de connaître le niveau de la sortie Q : il peut tout aussi bien être haut que bas.

Pour ce circuit, on ne peut établir une « table de vérité » simple, ne faisant pas intervenir le temps. Car c'est là qu'intervient l'idée de « séquentiel » : il nous faut connaître la « séquence » des valeurs appliquées aux deux entrées pour pouvoir connaître le niveau de Q.

Les états actuels des entrées ne suffisent plus, il nous faut connaître l'histoire de ces états.

Dans le cas du montage de la figure 36, il nous faut savoir quelle est l'entrée (R ou S) qui est passée en dernier à l'état logique bas.

Dans le cas du CPF, il nous faut plus encore. Sur la figure 46, nous indiquons les formes d'ondes des signaux appliqués en A et B. On peut donc dire que nous connaissons bien l'« histoire » de ces signaux, et pourtant, cela ne suffit pas encore.

Il nous faut donc, pour le CPF, connaître non seulement l'histoire des signaux (les formes d'ondes en A et B), mais la façon dont cette histoire s'est modifiée. Il faut, en quelque sorte, connaître maintenant « l'histoire de l'histoire ».

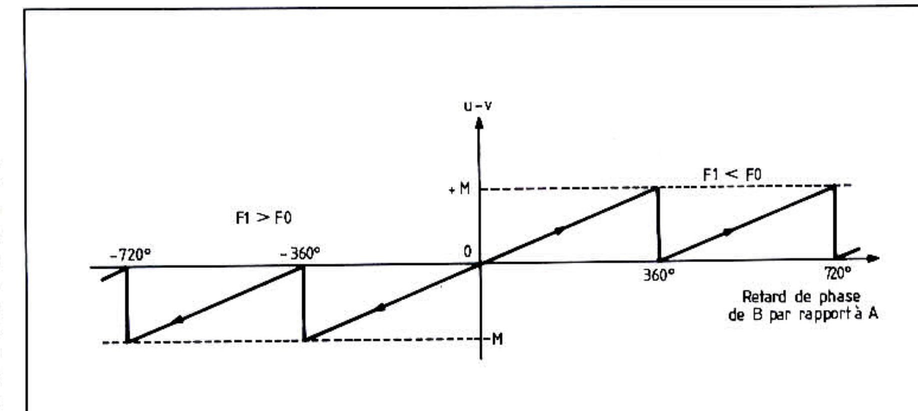


Fig. 47. – La différence u-v entre les valeurs moyennes des tensions des sorties Q et Q' du CPF varie en fonction de la phase suivant une courbe très particulière qui tient compte du sens de variation de la phase.

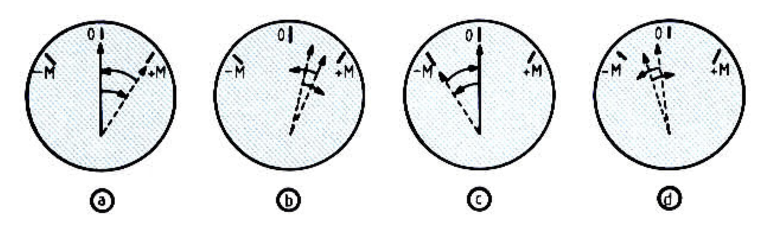


Fig. 48. – Si l'on examine, sur un voltmètre à aiguille à zéro central, la tension u-v du CPF de la figure 44, on voit que, pour Fo légèrement supérieur à F_1 (a), l'aiguille oscille lentement du centre vers la droite. Pour une différence plus grande (b), toujours dans le même sens, l'aiguille ne suit plus et oscille autour de la demi-déviation vers la droite. Si, maintenant, F_0 est inférieur à F_1, la déviation de l'aiguille a lieu vers la gauche (c), avec une amplitude réduite (c) si la différence est élevée.

Donc, il est normal que la compréhension du fonctionnement de ce CPF soit horriblement difficile, et l'auteur représente ses excuses aux lecteurs du *Haut-Parleur* pour l'effort intellectuel anormal qu'il leur a demandé (les frais d'aspirine ne seront, hélas ! pas pris en compte par la Rédaction).

Une détection de phase sur 720° !

Si l'on considère que la tension de sortie du montage est la différence u-v, la courbe de réponse en phase de ce « CPF » est fort curieuse. La figure 47 permet de s'en faire une idée.

Ce qui frappe au premier abord, sur cette courbe, c'est la partie droite, passant par le centre, et allant de – 360° à + 360°. N'oublions pas que, quand les signaux sont en phase et que B prend un retard de phase croissant, les signaux sur Q et Q' sont ceux des courbes (3) et (4) de la figure 46.

La tension u est donc positive, v est quasi nulle, et nous avons, pour un déphasage en retard croissant de 0 à 360°, une sortie positive sur u-v, croissant de zéro au maximum.

Si, maintenant, le retard de phase du signal B par rapport au signal A diminue, au passage par le synchronisme entre A et B, les formes d'ondes sur Q et Q' changent, elles deviennent celles des courbes (5) et (6) de la figure 46.

La tension u est donc quasi nulle, v croît en fonction du déphasage, et nous avons, jusqu'au déphasage de – 360°, une partie droite, qui prolonge celle que nous avions trouvée à droite du zéro.

Avec un appareil à aiguille en sortie

Supposons que, maintenant, nous mettions un voltmètre entre les deux fils marqués u et v sur la figure 44. Il va, par son branchement même, nous indiquer la valeur de la différence u-v.

Or, cette différence peut être positive (quand v est quasi nulle), nulle (si les signaux en (A) et (B) sont en concordance de phase), ou négative (si la tension en u est quasi nulle). Il nous faudra donc un voltmètre « à zéro central », c'est-à-dire

un instrument relativement rare.

Ce branchement étant fait, procédons comme nous l'avions fait sur la figure 42 : l'entrée (A) reçoit un signal à fréquence fixe F_0 et, avec un générateur, nous appliquons un signal à fréquence F_1 sur l'entrée (B).

Au début, nous avons réglé le générateur exactement à la fréquence F_0, et il se trouve que son signal est exactement en phase avec celui qui est appliqué en (A). Les deux tensions u et v sont quasi nulles : le voltmètre marque zéro.

Diminuons maintenant à peine la fréquence du générateur : le signal en (B) va prendre progressivement du retard de phase (croissant) par rapport à (A). La courbe de la figure 47 est donc parcourue de gauche à droite sur sa moitié droite.

On voit donc l'aiguille aller lentement de la position médiane (zéro) au maximum à droite, + M, comme le montre la figure 48 (a). Quand l'aiguille atteint le maximum à droite, elle revient brusquement au zéro (il y a déphasage d'une période entière, soit de zéro), après quoi, elle repart lentement à droite.

Diminuons encore la fréquence du générateur. Le même phénomène se produit, mais plus rapidement. Si la différence F_0-F_1 devient trop grande, l'aiguille ne peut plus suivre un mouvement rapide de cette amplitude, et elle oscille autour d'une zone à mi-course à droite du zéro (fig. 48 b).

A la limite, pour une différence F_0-F_1 très grande, l'aiguille reste pratiquement immobile, à mi-déviation vers la droite.

Augmentons maintenant la fréquence du générateur : la valeur de F_1 va repasser par F_0 puis monter plus haut. Le signal en (B) présente alors, par rapport au signal en (A), un retard de phase qui décroît (ou, en d'autres termes, une avance de phase qui croît).

On parcourt alors la courbe de la figure 47 de droite à gauche, dans sa moitié gauche. La différence F_1-F_0 étant très faible, l'aiguille va aller lentement vers le maximum de gauche, – M, au fur et à mesure que le signal (B) prend de l'avance de phase par rapport à (A), puis revenir brusquement à zéro quand le déphasage atteint 360° (fig. 48 c).

Augmentons la fréquence F_1 : le mouvement de l'aiguille s'accélère, mais, du fait de son inertie, elle aura une amplitude plus faible dans son déplacement. Elle va donc, comme le montre la figure 48 (d), osciller dans une plage située à gauche du zéro.

A la limite, quand F_1 devient très supérieure à F_0, la fréquence du mouvement de l'aiguille devenant grande, elle n'a plus qu'un mouvement d'amplitude presque nulle, et reste à mi-course à gauche.

Donc, si nous utilisons correctement sa tension de sortie, il pourra commander notre VCO de telle sorte que la plage de capture de la boucle verrouillée en phase (PLL) soit infinie. Les autres phasemètres refusaient de fonctionner quand la différence entre les fréquences des signaux étaient trop grandes, ce qui limitait, par là même, la plage de capture.

Il nous faudra donc utiliser « correctement » la tension de sortie u-v. Il faudra d'abord l'obtenir autrement que par le branchement d'un voltmètre entre deux points : nous voulons une tension qui soit proportionnelle à u-v, mais qui ait un pôle à la masse.

Plus exactement, nous allons chercher à obtenir un courant dont l'intensité soit proportionnelle à u-v. Pour ceci, nous allons commencer par obtenir deux courants, i et i', qui sont les « images » des sorties Q et Q' des basculeurs de la figure 44.

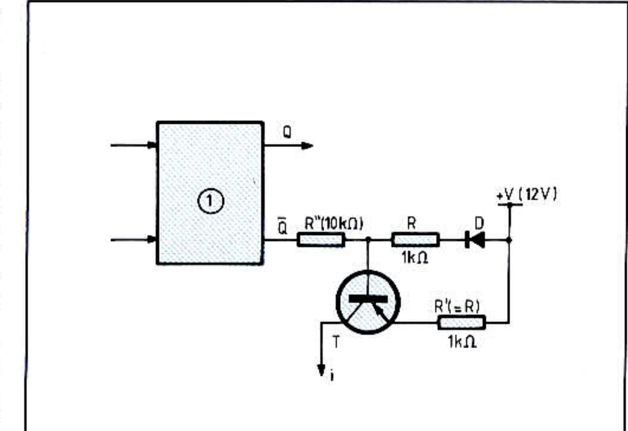


Fig. 49. – En utilisant ce montage, on arrive à obtenir un courant de sortie i, nul quand la sortie Q est à niveau bas (Q', au niveau haut, bloque le transistor T), et d'une valeur définie, iM, quand Q est au niveau bas.

Où en sommes-nous ?

On voit donc que notre CPF a réussi ce que les montages des figures 34 et 37 ne pouvaient pas faire : il fonctionne en phasemètre quand les signaux appliqués à ses entrées (A) et (B) ont la même fréquence, mais, si ces fréquences sont différentes, il nous indique, par le sens de la tension u-v, si la fréquence de la tension appliquée en (A) est supérieure ou inférieure à celle de la tension appliquée en (B).

Nous entendons par le mot « image », par exemple pour la sortie Q, un courant dont l'intensité soit :

– nulle quand Q est au niveau bas ;

– égale à une valeur connue i_0 quand Q est au niveau logique haut.

C'est beaucoup plus simple qu'on ne le croit, et la figure 49 indique le moyen d'y arriver.

La source de tension + V est, par exemple, celle qui alimente les basculeurs du CPF (ou une source à tension plus faible).

On voit que, quand Q est au niveau bas, Q barre étant au niveau haut, il n'y à aucun courant dans R ni dans D. La base du transistor T, étant au même potentiel que son émetteur, bloque tout passage de courant dans le transistor : on a donc i = 0.

A l'opposé, quand Q est au niveau haut, Q-barre est au niveau bas, et il passe dans D, R et R'' un courant dont l'intensité dépend du niveau bas de Q-barre, de la valeur de V, et de la résistance de R et R''.

Si, par exemple, le niveau bas de Q-barre est zéro (cas classique dans un basculeur en CMOS dont le – est à la masse), la tension V étant 12 V, avec R = 1 kΩ, R'' = 10 kΩ, le courant dans R et R'' est proche de 1 mA, car il y aura une chute de tension de l'ordre de 0,6 V dans D, il restera 11,4 V pour R et R'', qui totalisent 11 kΩ.

Le potentiel de la base de T sera donc inférieur de :

$V_d + 1$ V

à celui de la ligne + V, en désignant par V_d la chute de tension (toujours voisine de 0,6 V) dans une diode qui conduit une intensité normale).

Le potentiel de l'émetteur de T sera, comme dans tout transistor PNP qui conduit, supérieur de V_d à celui de la base. Il y aura donc, aux bornes de R', une chute de tension égale à celle que l'on trouve aux bornes de R.

Comme ces deux résisteurs ont la même résistance, le courant i a exactement la même intensité que celui qui passe dans R, soit très proche de 1 mA dans l'exemple cité.

Ce montage permet de disposer, sur un conducteur donné (ici le collecteur de T), d'un courant d'intensité égale à celle d'un courant circulant dans un autre conducteur (ici la sortie Q-barre). Il s'agit d'un système très utilisé, nommé « miroir de courant ».

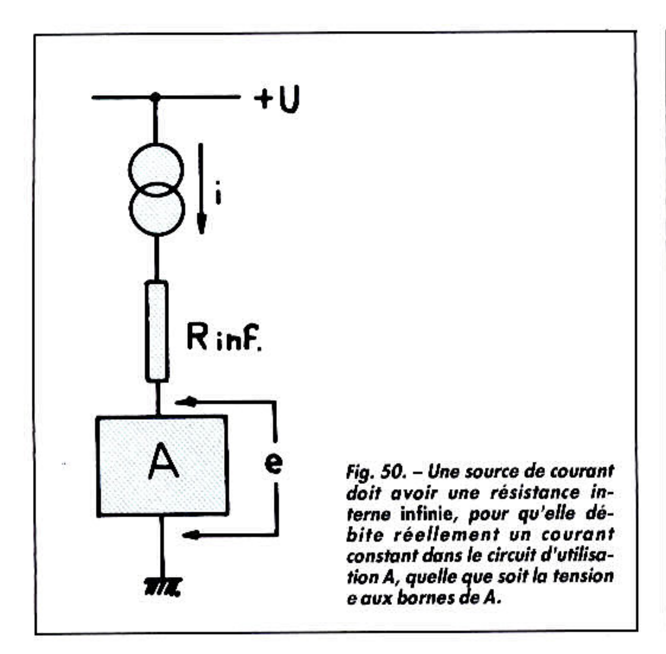


Fig. 50. – Une source de courant doit avoir une résistance interne infinie, pour qu'elle débite réellement un courant constant dans le circuit d'utilisation A, quelle que soit la tension e aux bornes de A.

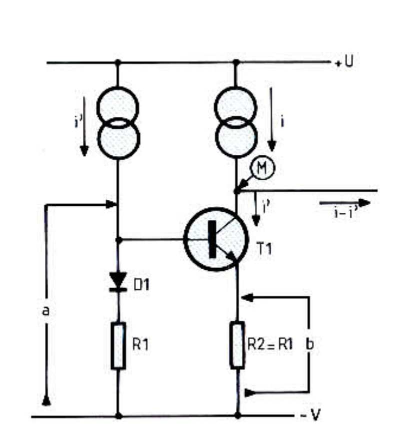


Fig. 51. – Le transistor T_1 est monté ici en « miroir de courant », il permet de « recopier », sur son collecteur, le courant i' (mais il s'agit alors d'une source qui consomme ce courant et non d'une source qui le fournit. On peut alors obtenir facilement un courant qui soit la différence i-i'.

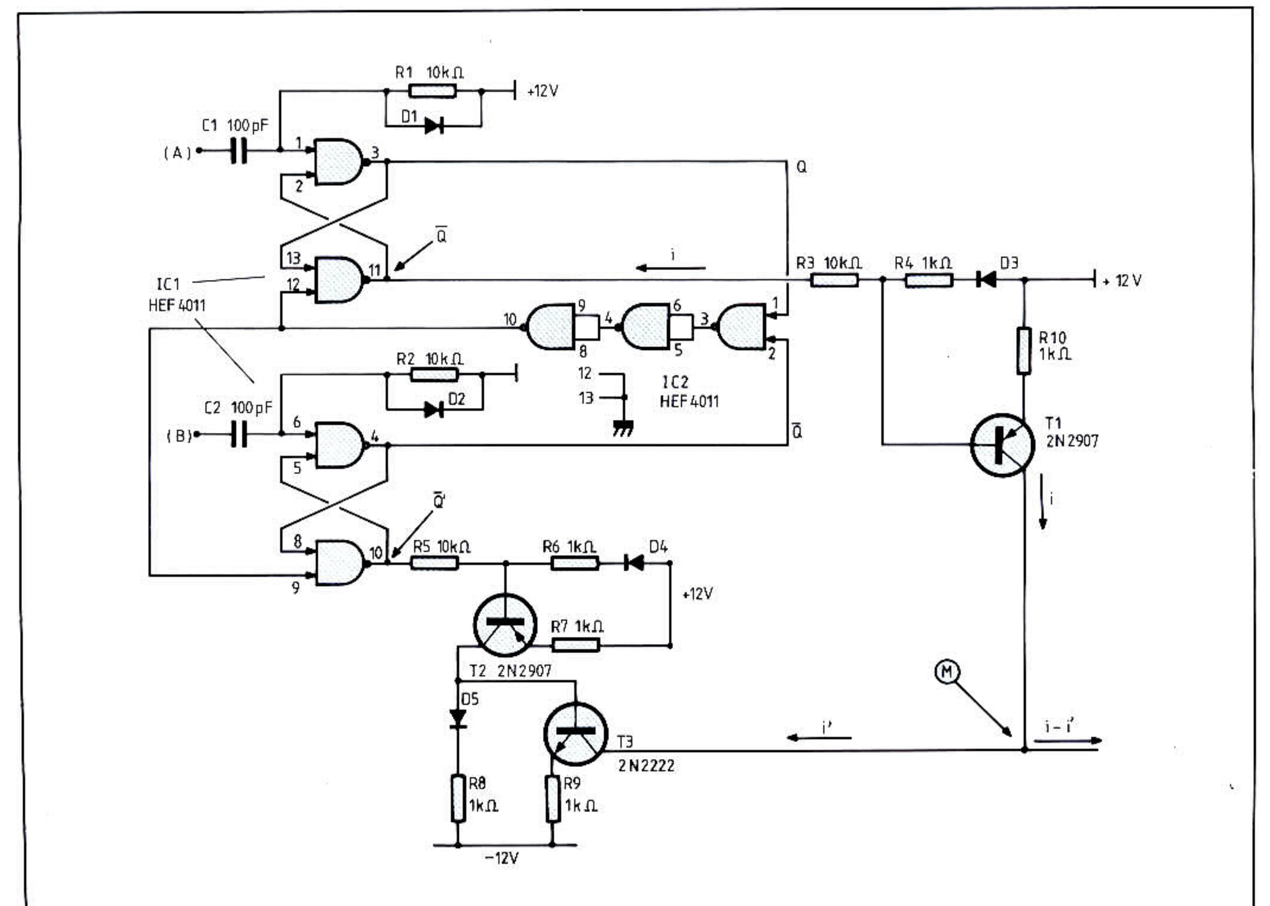


Fig. 52. – Montage pratique du CPF avec les deux convertisseurs tension-courant T_1 et T_2, et le miroir de courant T_3. Le courant de sortie, i-i' a trois valeur possible : zéro, +iM et –iM, en désignant par iM le courant qui passe dans T_1 quand Q est haut, ou dans T_2 quand Q' est haut.

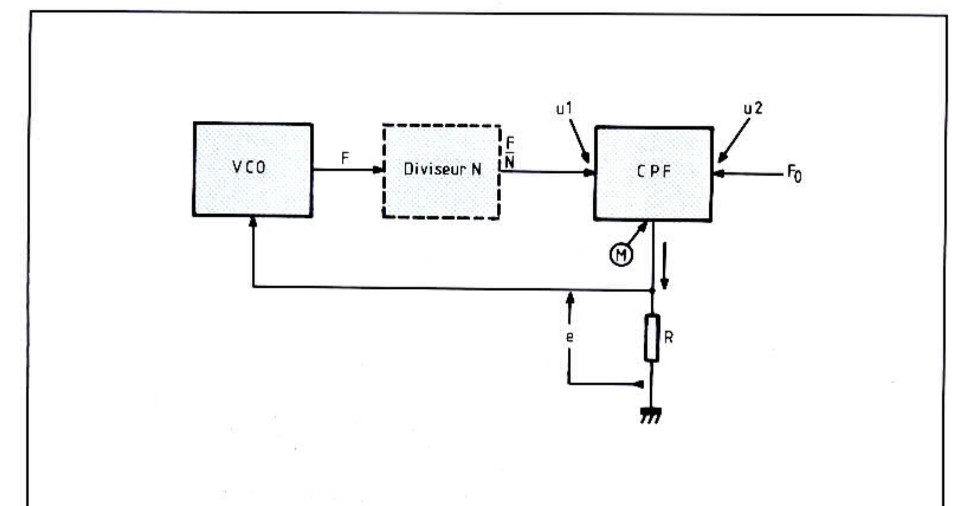


Fig. 53. – Dans un montage d'oscillateur verrouillé en phase (PLL ou Phase Locked Loop), on peut utiliser le courant sortant du CPF précédent pour produire, aux bornes de R, une tension qui commande la fréquence du VCO (Voltage Controled Oscilator, ou oscillateur commandé par une tension), mais ce ne serait pas encore parfait.

Bien entendu, nous allons équiper la sortie Q'-barre du basculeur (2) d'un autre miroir de courant, identique au premier. Nous avons donc, maintenant, deux sources de courant, i et i', qui sont les « images » en courant des niveaux logiques de sorties Q et Q'.

Quand la résistance interne devient une qualité

Ces sources de courant sont des sources « parfaites », car elles ont des résistances internes infinies. Les lecteurs vont sûrement penser que l'auteur est un renégat, qui « adore ce qu'il a brûlé », étant donné tout le mal qui a été dit dans ces lignes sur la résistance interne.

Ne confondons pas. La résistance interne est un fléau pour les sources de tension, mais, à l'inverse, pour les sources de courant, elle est une qualité.

On souhaite alors qu'elle soit aussi grande que possible.

En effet, que doit faire une source de courant ? Comme le montre la figure 50, une telle source doit envoyer dans le circuit alimenté A une intensité i, indépendante des caractéristiques du circuit A.

Nous avons utilisé, sur cette figure, le symbole classique des sources de courant, et nous avons indiqué qu'un des pôles de cette source était relié à un point à potentiel positif + U, en supposant que le courant constant i retournait vers la masse.

Selon la nature du circuit A, la tension e à ses bornes peut changer.

Il faut que cela n'ait aucune influence sur la valeur de l'intensité qui le traverse. Il faut donc que, quand la tension aux bornes de la source de courant change, l'intensité qu'elle débite ne change pas.

C'est bien là ce qui caractérise un circuit à résistance interne infinie. C'est pourquoi on utilise, comme sources de courant, des transistors montés en base commune, car, dans ces conditions, le potentiel de leur collecteur n'a aucune influence sur le courant collecteur (du moins, tant que le collecteur reste correctement polarisé par rapport à la base).

Dans le montage de la figure 49, le transistor T est bien monté en base commune, puisque, quand Q-barre est au niveau bas, c'est-à-dire quand il y a du courant dans R, on fixe le potentiel de sa base, ce qui fixe, indirectement, celui de son émetteur, déterminant ainsi la valeur du courant émetteur. On recueille donc, dans son collecteur, un courant pratiquement égal à celui que l'on a envoyé dans son émetteur.

La valeur du courant émetteur (donc collecteur) de T est déterminée par la valeur de R', qui vaut 1 kΩ, comme la Vénus (la Vénus de « *MILLE-OHMS* », bien sûr !).

Il nous faut une différence

En ayant réalisé le montage de la figure 49 deux fois (une fois pour le basculeur (1) et une autre fois pour le basculeur (2) sur les sorties Q'), nous aurons bien deux sources de courant i et i', toutes deux allant du + vers la masse.

Mais nous souhaitons disposer de la différence i – i'.

Qu'à cela ne tienne ! Le système du « miroir de courant » va nous donner la solution, comme on le voit sur la figure 51.

Les deux sources de courant, i et i' ont un pôle au + U, et envoient leurs courants vers la masse (ou vers tout point à potentiel inférieur à celui des émetteurs des transistors qui les composent).

Nous disposons d'un point à potentiel négatif, – V, vers lequel la source i' envoie son courant à travers le résisteur R_1 et la diode D_1, aux bornes desquelles on trouve donc la tension :

$$a = R_1 i' + Vd$$

Vd étant la tension aux bornes de D_1. La base de T_1 étant, par rapport au – V, à la tension a, la tension entre son émetteur et ce même – V est donc :

$$b = a - Vd = R_1 i'$$

en admettant que la tension base-émetteur de T_1 a la même valeur que V_d, tension aux bornes de D_1.

Puisqu'il y a, entre l'émetteur de T_1 et le – V, une tension b, il y a, dans le résisteur R_2 une intensité :

$$b/R_2 = i' R_1/R_2$$

Or nous avons donné la même valeur aux deux résisteurs R_1 et R_2, donc le courant collecteur de T_1 est égal à i', et cela quel que soit le potentiel de collecteur, tant qu'il ne tombe pas au-dessous de celui de l'émetteur.

On reconnaît là le raisonnement que nous avions déjà fait pour expliquer le fonctionnement du montage de la figure 49, mais nous l'avons répété en d'autres termes, espérant ainsi le rendre plus accessible.

Alors, pour obtenir un courant dont l'intensité soit égale à i – i', il nous suffira de relier au pont (M) la sortie de la source qui fournit le courant i et la source qui consomme le courant i' (c'est-à-dire le collecteur de T_1).

Tant que le potentiel de (M) ne sera pas trop haut (dans le cas de notre exemple, il ne doit pas dépasser + 11 V, puisque c'est le potentiel de l'émetteur de T dans la figure 49), ni trop bas (la limite inférieure est $- V + R_1 i'$), nous aurons au point (M) un courant sortant (si $i > i'$) ou entrant (si $i < i'$), de valeur i – i'.

Assemblons les différents morceaux

Nous avons, jusqu'ici, étudié les « briques » avec lesquelles on peut réaliser le fameux CPF (comparateur phase-fréquence). Il serait bon, maintenant, de les assembler, et cela nous donne la figure 52.

Pour que l'on voie bien qu'il ne s'agit pas de schéma abstrait, nous en avons donné les détails de réalisation, avec deux circuits intégrés HEF 4011, trois transistors (deux 2N2907, un 2N2222) et cinq diodes 1N4148.

Le circuit IC_1 nous fournit les deux basculeurs. On les attaque à travers des condensateurs de 100 pF, pour qu'ils soient sensibles uniquement aux flancs descendants des tensions d'attaque en (A) et (B).

Les diodes D_1 et D_2 sont là pour court-circuiter les pointes positives qui pourraient être appliquées aux entrées des portes lors de l'arrivée des flancs montants des tensions en (A) et (B).

Le circuit IC_2 nous fournit la porte qui commandera la remise au zéro des deux basculeurs quand Q et Q' seront hautes en même temps, plus les deux portes, montées chacune en inverseuse, destinées à introduire un petit retard dans la remise au zéro des basculeurs.

La troisième porte, inutilisée, a, comme cela doit se faire dans les circuits intégrés CMOS, ses deux entrées connectées à la masse.

Le transistor T_1 est le « miroir de courant » donnant i (courant nul quand Q est bas, égal à environ 1 mA quand Q est haut). Le transistor T_2 fait de même pour i'. Le transistor T_3 est le troisième miroir de courant, correspondant au T_1 de la figure 51.

Une chose semble manquer dans l'ensemble de la figure 53 : les filtres passe-bas R_3 C_3 et R_4 C_4 de la figure 44.

En fait, nous n'en avons plus besoin, le filtre passe-bas du PLL sera sur la sortie unique au point (M).

J.-P. OEHMICHEN

Rectificatif

Dans notre précédent numéro (1784), suite à une correction demandée à l'imprimerie, un mastic a rendu incompréhensible la suite du texte de l'article « Division et multiplication de fréquence ». Nous publions ci-dessous le texte rectifié, à partir des deux dernières lignes de la colonne de gauche de la page 146. Nous vous prions de bien vouloir nous excuser de cette erreur.

C'est un peu ce qui se passe quand on veut amener sa voiture juste à la hauteur d'une autre (c'est-à-dire obtenir qu'elles aient la même position) en agissant sur la pédale des gaz, qui commande la vitesse de la voiture (nous supposons, bien entendu, qu'il s'agit d'une autoroute à plusieurs voies, que la circulation est fluide, etc., ne voulant pas inciter les lecteurs du *Haut-Parleur* à faire des expériences contraires aux règlements en vigueur !).

Tout cela nous montre à quel point la réalisation du filtre à la sortie du phasemètre est délicate. Le tout est que cela fonctionne, et les systèmes à PLL sont remarquables à ce point de vue.

Un circuit « tout fait »

Ce qui peut décourager les réalisateurs est l'apparente complexité de l'ensemble. Heureusement, les fabricants de circuits intégrés sont venus à leur secours. Il existe un excellent circuit qui comporte le VCO et le phasemètre (il comporte même deux phasemètres), et qui se nomme le HEF 4046.

Le VCO y est très intelligemment réalisé. Dans ces montages, la fréquence est généralement déterminée par le produit R × C, R étant la résistance d'un résisteur extérieur au circuit, C la capacité d'un condensateur.

Mais, ici, le VCO emploie bien un condensateur, au lieu d'un seul résisteur, le montage en utilise deux. Pourquoi est-ce mieux ? Tout simplement parce que l'un des résisteurs définit la fréquence centrale de l'oscillateur VCO, l'autre définissant l'excursion de fréquence.

Revenons sur ce point. La notice du circuit désigne par R_1 le résisteur qui arrive sur la broche 11 du circuit, R_2 arrivant sur la broche 12. Si nous ne connectons pas ce second résisteur (en laissant la broche 12 « en l'air »), la fréquence de sortie du VCO ira pratiquement de zéro à un certain maximum, fonction de la capacité du condensateur C et de la résistance de R_1.

Mais si nous relions la broche 12 au + par un résisteur R_2, dont la résistance soit, par exemple, égale au tiers de celle de R_1, la fréquence minimale du VCO ne sera plus zéro, mais à peu près 70 % de la fréquence maximale.

Donc, grâce à l'utilisation de ces deux résisteurs, il nous sera possible de faire en sorte que la fréquence du VCO reste dans un domaine limité, ce qui facilite l'accrochage du circuit. Si, par exemple, vous désirez que votre VCO s'accroche sur une fréquence de 71 kHz, il vaut mieux que la plage de fréquences qu'il peut fournir (en fonction de la tension de commande) aille de 65 à 76 kHz que de 0 à 150 kHz.

Nous conseillons vivement aux lecteurs qui voudraient utiliser le HEF 4046 de demander au fournisseur du circuit une feuille de caractéristiques détaillées.

Certains constructeurs donnent ainsi des foules de renseignements précieux sur l'emploi du 4046, sur les filtres à réaliser, les limites de fréquence du VCO, etc.

D'autres sont infiniment plus « discret ».

Or la réalisation du filtre lui-même est assez ardue, et nous ne pensons pas la détailler ici, car cela prendrait bien trop de place.

En suivant simplement les indications d'une bonne notice, les lecteurs réaliseront facilement un PLL de fonctionnement irréprochable.